

UNIVERSIDADE FEDERAL DE SANTA CATARINA

**ESTUDO E REALIZAÇÃO DE UM CONVERSOR CC-CA COM
COMUTAÇÃO SUAVE UTILIZANDO UM TRANSFORMADOR
DE ALTA FREQUÊNCIA**

**TESE SUBMETIDA À UNIVERSIDADE FEDERAL DE SANTA CATARINA
PARA A OBTENÇÃO DO GRAU DE MESTRE EM ENGENHARIA ELÉTRICA**

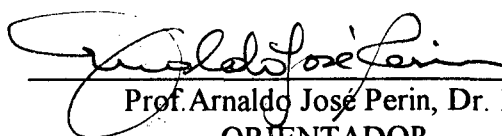
DALTON LUIZ RECH VIDOR

FLORIANÓPOLIS, DEZEMBRO DE 1993

ESTUDO E REALIZAÇÃO DE UM CONVERSOR CC-CA COM COMUTAÇÃO SUAVE UTILIZANDO UM TRANSFORMADOR DE ALTA FREQUÊNCIA

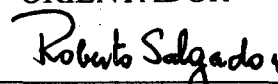
DALTON LUIZ RECH VIDOR

Esta dissertação foi julgada adequada para obtenção do título de Mestre em Engenharia, especialidade Engenharia Elétrica e aprovada em sua forma final pelo curso de Pós-Graduação.



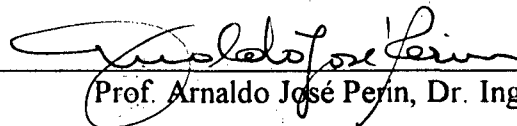
Prof. Arnaldo José Perin, Dr. Ing.

ORIENTADOR

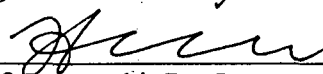


Prof. Roberto de Souza Salgado, Ph. D.
Coordenador do curso de Pós-Graduação em
Engenharia Elétrica

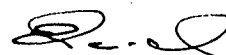
BANCA EXAMINADORA:



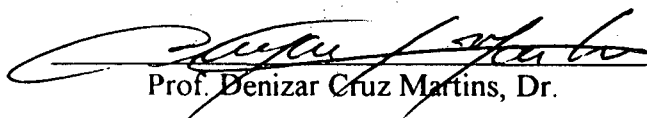
Prof. Arnaldo José Perin, Dr. Ing.



Prof. Ivo Barbi, Dr. Ing.



Prof. Enio Valmor Kassick, Dr. Ing.



Prof. Denizar Cruz Martins, Dr.

A Deus, que me carrega nos momentos
mais difíceis e é luz e sentido para minha
vida.

A meus pais Daut e Irene.
A minha irmã Ivana, cunhado Marcos e
querida sobrinha Júlia.
A minha amada Cadiamara.
Aos meus avós e familiares.
Aos meus eternos amigos e amigas.

AGRADECIMENTOS

Neste documento o autor não poderia deixar de expressar sua gratidão ao grande número de pessoas que o orientaram, auxiliaram e de diversas marcaram uma convivência produtiva e enriquecedora. Esperando não ser injusto, registro especiais agradecimentos:

Aos meus familiares, amada e amigos por todos os momentos de luta conjunta e pela fé, aos quais dedico este trabalho.

Ao Prof. Arnaldo José Perin, pela orientação, atenção, liberdade e amizade dispensados durante a realização deste trabalho.

Aos professores Ivo Barbi, Enio V. Kassick, Denizar C. Martins, João Carlos Fagundes e Hari B. Mohr pelas contribuições dadas a este trabalho e à minha formação.

Aos meus colegas José Renes Pinheiro, Peter Mantovanelli Barbosa, Paulo Gaidizinski, Miguel Adolfo Huaman Ancassi e Adriano Péres pelas inúmeras contribuições técnicas, pelas discussões e principalmente pela alegria e amizade sempre presentes.

Aos meus colegas José Contreras, Carlos Muños e Ramon Cáceres e suas famílias pelos questionamentos, companheirismo e carinho dispensados durante este breve convívio.

Aos colegas e amigos Vicente L. Crisóstomo, Daniel Jungans, Alexandre Brasília, Claudiner e Falcondes Seixas, Marco Akio, Gilberto V. Silva, João Aberides, Gláucio Abreu, José de Oliveira, Giovane, Everton, César, Petrônio, Jäder, Cícero, Galba, Alexandre Ferrari, Adenir, Coelho e Pacheco pelo auxílio e amizade.

Aos amigos e amigas Denir, Márcia, Gleuza, Ricardo, Roberto, Jean, Leandra e famílias e Nazaré, Rosana, Iara, Silvia, Gislane, Eloise, Marcela pelo amor, carinho e vida encontrados.

Aos amigos e amigas de Porto Alegre que me incentivaram e torceram pela realização deste trabalho nos quais sempre encontro amor e carinho.

Ao sofrido povo brasileiro, UFSC e CNPq pelo apoio financeiro.

A todas as pessoas que de uma forma ou de outra contribuíram para a realização deste trabalho.

SUMÁRIO

RESUMO	vii
ABSTRACT	viii
SIMBOLOGIA	ix
INTRODUÇÃO GERAL	1
CAPÍTULO 1 - TOPOLOGIAS DE CONVERSORES CC-CA	
1.1. Introdução	3
1.2. Conversores CC-CA	3
1.3. Conclusão	7
CAPÍTULO 2 - ESTUDO DO CONVERSOR	
2.1. Introdução	8
2.2. Conversor Proposto	8
2.3. Análise qualitativa e quantitativa	9
2.4. Cálculo das tensões e correntes nos principais elementos	20
2.5. Critérios de projeto	25
2.6. Conclusões	27
CAPÍTULO 3 - ESTRATÉGIA DE COMANDO E CONTROLE	
3.1. Introdução	28

3.2. Estratégia de comando	28
3.3. Estratégia de controle	30
3.4 Simulação	35
3.5. Conclusão	36
CAPÍTULO 4 - EXPERIMENTAÇÃO	
4.1. Introdução	38
4.2. Exemplo de projeto	38
4.3. Conclusão	60
CAPÍTULO 5 - TOPOLOGIAS E APLICAÇÕES	
5.1. Introdução	62
5.2. Conversores	62
5.3. Aplicações	68
5.4. Conclusões	74
CONCLUSÃO GERAL	76
APÊNDICE I	
Geração do padrão senoidal	78
REFERÊNCIAS BIBLIOGRÁFICAS	79

RESUMO

O propósito deste trabalho é apresentar e analisar um conversor CC-CA com estágio intermediário de alta frequência indicado para compor sistemas ininterruptos de energia de pequena potência, o qual apresenta as seguintes propriedades: operação em frequência constante, comutação suave, isolamento com um transformador de alta frequência, possibilidade de operar com fluxo de potência bidirecional, absorção dos elementos parasitas do circuito sendo que estes fazem parte do processo de comutação, circuitos de controle e comando extremamente simples que apresentam boa resposta sem a necessidade de se observar a corrente em algum elemento, pequena distorção harmônica na tensão de saída.

Estas propriedades são alcançadas graças a um sistema composto por um inversor que opera com comutação sob tensão nula conectado através de transformador de alta frequência a um cicloconversor que opera com comutação sob corrente nula. A regulação da tensão de saída é obtida controlando-se o ângulo de defasagem entre os conversores.

Além da análise, resultados experimentais obtidos em laboratório são também apresentados.

ABSTRACT

The purpose of this work is to introduce and analysis a high frequency link DC-AC converter for small power UPS applications, with the following properties: operation at constant frequency, soft commutation, isolation by a high frequency transformer, bi-directional power flow capability, absorption of the parasitic elements in the commutation process, simple control circuitry, no need to detect semiconductor conduction state, and low harmonic distortion at the output voltage.

These properties are achieved by a system composed by a high frequency ZVS inverter and a high frequency ZCS cycloconverter interconnected each other by a high frequency transformer. The output voltage is regulated by phase-shift between the two converters.

In addition to the analysis, experimental results taken from a laboratory prototype are also presented in this work.

SIMBOLOGIA

C - Capacitância de filtro de saída

C_{leC2} - Capacitores de auxílio à comutação

D - Razão cíclica

D_{cr} - Razão cíclica crítica

D_{crpico} - Razão cíclica crítica no pico de tensão

DT - Intervalo de tempo entre os instantes t_1 e t_2

E - Tensão de entrada

E_{max} - Tensão máxima de entrada

E_{min} - Tensão mínima de entrada

E_{sec} - Tensão de entrada refletida ao secundário do transformador

f_s - Frequência de chaveamento

G - Função de transferência do conversor linearizado

I^* - Corrente de normalização

I_1 - Corrente eficaz no enrolamento primário

I_2 - Corrente eficaz no enrolamento secundário

I_c - Corrente máxima de comutação

$I_{c\ min}$ - Corrente mínima de comutação

i_L - Corrente no indutância série

i_{L1} - Corrente no indutor na primeira etapa de operação

i_{Lef} - Corrente eficaz na indutância série

i_{Lmed} - Corrente média na indutância série

i_{Oef} - Corrente eficaz de saída

i_{Omed} - Corrente média de saída

$\overline{i_{Omed}}$ - Corrente média de saída normalizada

$i_{Omed\ max}$ - Máxima corrente de saída média

$\overline{i_{Omed\ max}}$ - Máxima corrente de saída média normalizada

i_{Qef} - Corrente eficaz nas chaves do conversor primário

$i_{Qef\ lim}$ - Corrente eficaz limite nas chaves do conversor primário

$\overline{i_{Qef\ lim}}$ - Corrente eficaz limite nas chaves do conversor primário normalizada

$i_{Qef\ lim\ max}$ - Máxima corrente eficaz nas chaves do conversor primário

$\overline{i_{Qef\ lim\ max}}$ - Máxima corrente eficaz nas chaves do conversor primário normalizada

$i_{Q\ max}$ - Corrente máxima nas chaves do conversor primário

$\overline{i_{Q\ max}}$ - Corrente máxima nas chaves do conversor primário normalizada

i_{Qmed} - Corrente média nas chaves do conversor primário

$i_{Qmed\ lim}$ - Corrente média limite nas chaves do conversor primário

$\overline{i_{Qmed\ lim}}$ - Corrente média limite nas chaves do conversor primário normalizada

$i_{Qmed\ lim\ max}$ - Máxima corrente média nas chaves do conversor primário

$\overline{i_{Qmed\ lim\ max}}$ - Máxima corrente média nas chaves do conversor primário normalizada

i_{Tef} - Corrente eficaz nas chaves do cicloconversor

$\overline{i_{Tef}}$ - Corrente eficaz nas chaves do cicloconversor normalizada

i_{Tmed} - Corrente média nas chaves do cicloconversor

$\overline{i_{Tmed}}$ - Corrente média nas chaves do cicloconversor normalizada

$i_{Tmed\ max}$ - Máxima corrente média nas chaves do cicloconversor normalizada

J_{max} - densidade de corrente máxima

K_{LIN} - Ganho do conversor linearizado

kp - fator de utilização do primário

K_{PWM} - Ganho do bloco PWM

kt - fator de topologia

ku - fator de utilização da janela do núcleo

L - Indutância série

L_{acres} - Indutância a ser acrescentada a indutância de dispersão

$L_{acres_{sec}}$ - Indutância a ser acrescentada a indutância de dispersão refletida ao secundário

L_{aux} - Indutor auxiliar de comutação

lg - Comprimento do entreferro do indutor

$n1$ - Número de condutores do enrolamento primário

$N1$ - Número de espiras do enrolamento primário do transformador

$n2$ - Número de condutores do enrolamento secundário

$N2$ - Número de espiras do enrolamento secundário do transformador

nl - Número de condutores do indutor

Nl - Número de espiras do indutor série a ser acrescentado

P^* - Potência de normalização

P_{in} - Potência de entrada

P_O - Potência de saída

P_{Omax} - Máxima potência de saída

$\overline{P_{Omax}}$ - Máxima potência de saída normalizada

q - Relação entre a tensão de entrada e a de saída

q_{max} - Relação máxima entre a tensão de entrada e saída

R - Resistência de carga

$S1$ - Seção do condutor do enrolamento primário

$S2$ - Seção do condutor do enrolamento secundário

S_{20AWG} - Seção do condutor de bitola 20AWG

T - Período de chaveamento

t_c - Tempo de comutação

V_{ab1} - Tensão entre os pontos "a" e "b" na primeira etapa de operação

V_{ab2} - Tensão entre os pontos "a" e "b" na segunda etapa de operação

V_O - Tensão de saída

V_{Omax} - Tensão máxima de saída

V_{Oprim} - Tensão de saída refletida ao primário

V_{qmax} - Tensão máxima nas chaves do conversor primário

V_{ref} - Tensão de referência senoidal

V_{tmax} - Tensão máxima nas chaves do cicloconversor

Δ - Profundidade de penetração da corrente devido ao efeito skin

ΔB_{max} - excursão da densidade de fluxo máxima

Δt_2 - Intervalo de tempo entre os instantes t_2 e t_3

Δt_1 - Intervalo de tempo entre os instantes t_1 e t_2

ε - Erro

ε_p - Erro processado

ϕ_{max} - Diâmetro máximo do condutor

INTRODUÇÃO GERAL

Dentro do estudo de eletrônica de potência os conversores CC-CA vem sendo cada vez mais explorados pois são utilizados em sistemas ininterruptos de energia (Uninterruptible Power Supply - UPS). Tais sistemas são importantes pois fornecem energia a equipamentos como computadores e seus periféricos, equipamentos de automação bancária e inúmeras outras cargas onde a falta de energia implica em perda de informações, custos, patrimônio ou vidas, direta ou indiretamente.

Os conversores CC-CA são fundamentais para a construção de um sistema de alimentação ininterrupta de energia pois a fonte de energia alternativa normalmente usada no caso de falha do sistema convencional são baterias e as cargas a serem alimentadas geralmente necessitam de uma fonte de corrente alternada nos moldes da rede comercial.

Os conversores CC-CA também devem atender a requisitos como: pequena distorção harmônica da onda de saída, boa resposta dinâmica a variações de tensão de entrada e de carga, volume e peso reduzidos, possibilidade de operar com fluxo de potência reverso, bom rendimento e ruído acústico reduzido.

Para atender a tais requisitos opera-se com frequências elevadas que contribui favoravelmente em quase todos os requisitos, apenas a possibilidade de operar com fluxo de potência reverso é um fator que não está intimamente ligado à modulação e frequência de operação mas sim à questões topológicas.

Esta dissertação tem por objetivo estudar um conversor CC-CA com peso e volume reduzidos utilizando um transformador que opera em frequências mais elevadas do que a

tensão que se quer gerar e que apresente uma tensão de saída senoidal que possa alimentar cargas resistivas, indutivas e cargas não-lineares.

O trabalho realizado e aqui apresentado extrapola os objetivos propondo uma nova estrutura de conversor CC-CA que utiliza transformador de alta frequência, apresenta comutação não dissipativa em todas as chaves, não opera no modo ressonante tendo as etapas de transferência de energia lineares, aproveita os elementos parasitas envolvidos na estrutura e opera com fluxo de potência direto (da fonte para a carga) ou reverso (da carga para a fonte). É apresentada uma estratégia de comando que faz com que chaves controladas comuns operem como tiristores e ainda propõe-se uma estratégia de controle extremamente simples que elimina o uso de sensores de corrente necessários à operação correta do cicloconversor e que apresenta uma boa resposta.

Inicialmente faz-se uma revisão de topologias e conceitos a fim de se conhecer os conversores e as técnicas existentes, logo após é proposto e realizado um estudo qualitativo e quantitativo de um conversor CC-CA que atenda os objetivos da dissertação, apresenta-se uma metodologia de projeto e um diagrama em blocos do comando e controle do conversor, faz-se uma comprovação do princípio de funcionamento do conversor e da operação com o controlador através de simulação, em seguida apresenta-se o projeto de um protótipo, seus circuitos e resultados experimentais e finalmente apresentam-se aplicações e discussões a respeito da topologia do conversor e dos dados obtidos.

CAPÍTULO 1

TOPOLOGIAS DE CONVERSORES CC-CA

1.1. INTRODUÇÃO

Existem várias topologias de conversores CC-CA e técnicas de se reduzir o peso e o volume destes conversores.

A revisão bibliográfica aqui realizada irá se preocupar somente com as principais técnicas e topologias de conversores CC-CA que visam obter uma redução do peso e do volume ressaltando algumas vantagens e desvantagens de cada estrutura.

As topologias que empregam ressonância em baixa frequência ou filtros sintonizados em baixas frequências não serão abordados pois são bastante conhecidos e seus elementos são relativamente pesados e volumosos.

O objetivo desta revisão é apresentar as principais topologias de conversores com baixo peso e volume e a partir de suas vantagens e desvantagens poder discernir qual a topologia que melhor atende os requisitos deste trabalho.

1.2. CONVERSORES CC-CA

Inicialmente os conversores CC-CA possuíam circuitos ressonantes sintonizados em frequências baixas ou então eram formados por inversores que geravam uma onda quadrada de baixa frequência associados a filtros sintonizados também de baixa frequência que apresentavam peso e volume elevados.

Com a comercialização de componentes que operam em frequências mais elevadas várias topologias de conversores foram apresentadas visando a redução do peso e volume.

Uma solução empregada para reduzir o volume e o peso dos filtros é a topologia apresentada na figura 1.1.

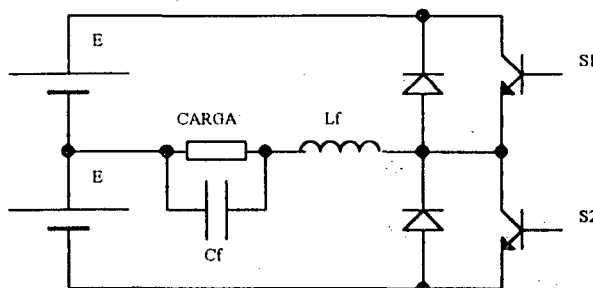


Fig. 1.1. Conversor CC-CA PWM com filtro de alta frequência

As chaves S1 e S2 são comandadas por um sinal PWM de alta frequência modulado pelo sinal senoidal que se quer gerar. O filtro LC passa-baixas está sintonizado numa frequência de corte elevada a fim de atenuar somente o sinal de alta frequência presente devido ao chaveamento. Com isso pode-se reduzir o peso e o volume do filtro e consequentemente do conversor.

A elevação da frequência de chaveamento de S1 e S2 e o fato do filtro LC estar sintonizado numa frequência elevada contribui para se melhorar a resposta dinâmica e a redução do ruído acústico.

Este conversor apresenta como principal característica negativa a utilização de um transformador de baixa frequência para adequar a tensão de saída a níveis exigidos. O transformador não seria necessário caso o valor de tensão contínua da fonte de entrada fosse igual ou superior ao valor de pico da onda de saída, situação esta raramente encontrada.

Buscando eliminar o uso de um transformador de baixa frequência utilizou-se um conversor CC-CC operando em alta frequência que fornece ao conversor CC-CA da figura

1.1. um nível de tensão contínua tal que não haja necessidade de um transformador na saída do conversor CC-CA. Um exemplo do conversor completo é apresentado na figura 1.2.

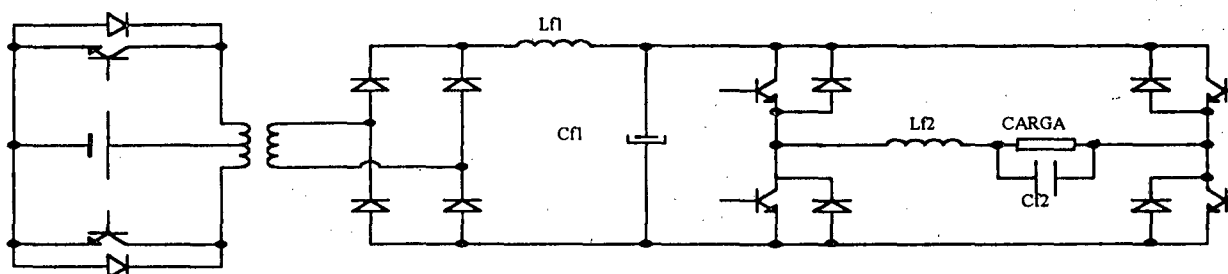


Fig. 1.2. Conversor CC-CA com estágio CC intermediário.

Neste conversor o peso e o volume são drasticamente reduzidos pois o transformador opera em alta frequência e os filtros são sintonizados em frequências elevadas. A dinâmica do conversor completo pode ser excelente e o ruído acústico é reduzido caso se opere em frequências acima da faixa audível. Quanto a topologia do conversor CC-CC não há nenhuma restrição quanto ao uso de conversores do tipo push-pull, ponte completa, meia ponte, etc. nem com relação ao uso de técnicas ressonantes, quase ressonantes, semi-ressonantes, comutação suave ou mesmo comutação dissipativa.

Para diminuir os circuitos envolvidos, filtros e facilitar o controle é apresentado na figura 1.3. um conversor CC-CA semelhante ao anterior mas sem o filtro de saída e com o controle de tensão no conversor CC-CC.

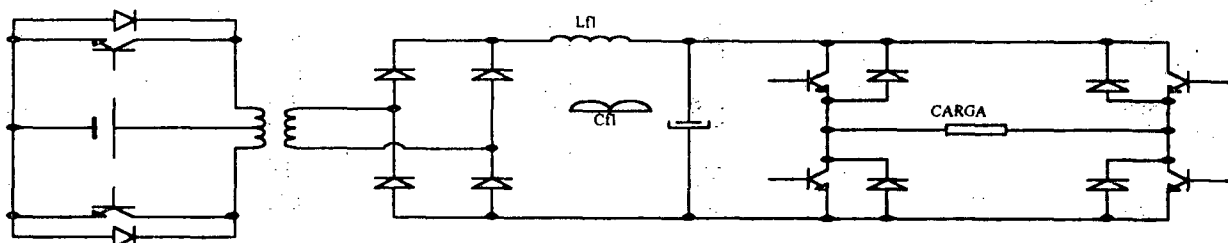


Fig. 1.3. Conversor CC-CA com estágio CC intermediário e controle no conversor CC-CC.

Neste conversor as chaves do inversor de saída são comandadas com razão cíclica de 0,5 e a frequência é a do sinal que se quer gerar, normalmente 50Hz ou 60Hz, e o controle de tensão é realizado no conversor CC-CC que fornece uma tensão idêntica a uma senóide retificada.

Os conversores apresentados nas figuras 1.2. e 1.3. são soluções muito boas e que propiciam uma redução considerável do peso e volume do conversor CC-CA mas apresentam dois inconvenientes. O primeiro inconveniente é o fato de se utilizar três conversores, ou seja, um conversor CC-CA de alta frequência, um conversor CA-CC e novamente um conversor CC-CA, o que contribui para um aumento das perdas e consequentemente uma diminuição do rendimento e o segundo é a impossibilidade de reversão do fluxo de potência, pois o conversor CA-CC é unidirecional, trazendo assim dificuldades para a operação com carga capacitiva ou indutiva.

Visando solucionar os problemas apresentados anteriormente uma terceira configuração é apresentada na figura 1.4.

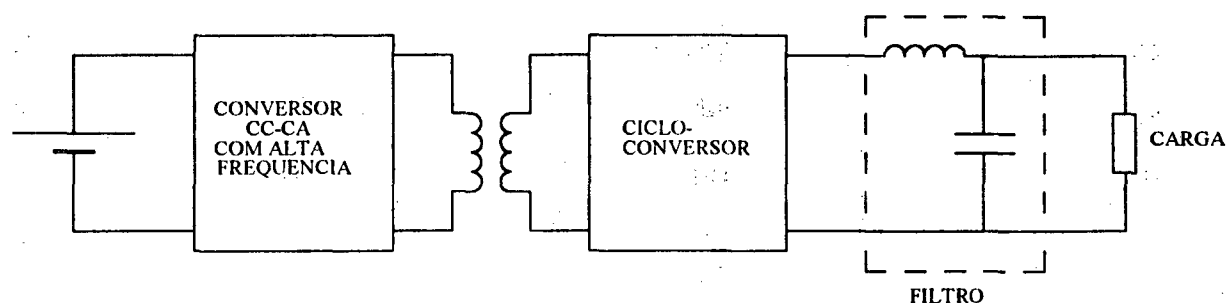


Fig. 1.4. Conversor CC-CA com estágio CA de alta frequência.

Como nos conversores apresentados nas figuras 1.2. e 1.3., a modulação pode ser realizada de duas formas. Na primeira delas o cicloconversor opera sob frequência e razão cíclica constante e a modulação é aplicada no conversor CC-CA com alta frequência. Um

outro modo de se obter o sinal desejado se faz comandando-se o conversor CC-CA com frequência e razão cíclica constantes e modulando-se o sinal do cicloconversor.

Em ambos os modos há vantagens como a diminuição do número de conversores, a redução de peso e volume, possibilidade de se operar com fluxo de potência reverso e outras características desejáveis mas o segundo modo de operação possui uma liberdade maior do que o primeiro, como por exemplo para se construir um sistema trifásico há necessidade de se triplicar apenas o cicloconversor e filtro, o que não ocorre quando a modulação é realizada no conversor CC-CA de alta frequência onde, em tal conversor, todos os circuitos devem ser triplicados.

Novamente diversas técnicas como ressonância, quase ressonância, semi-ressonância, etc. são empregadas para se diminuir as perdas nas comutações e várias topologias de conversores podem ser utilizadas.

1.3. CONCLUSÃO

Analisando-se as maneiras acima apresentadas de se obter um conversor CC-CA com pequeno peso e volume verifica-se que a topologia que melhor atende os objetivos deste trabalho e apresenta o maior número de vantagens como possibilidade de trabalhar com fluxo de potência reverso, operação em alta frequência que contribui para uma redução do ruído acústico, redução do transformador e filtros, melhor resposta dinâmica e ainda a facilidade na implementação de um conversor trifásico é a topologia apresentada na figura 1.4. com modulação no cicloconversor.

Apesar das vantagens acima mencionadas busca-se ainda uma estrutura que possua, além destas, outras vantagens como a operação com comutação não dissipativa.

CAPÍTULO 2

ESTUDO DO CONVERSOR

2.1. INTRODUÇÃO

A partir da revisão bibliográfica realizada no capítulo anterior verifica-se que a topologia que melhor atende os objetivos deste trabalho e reúne outras vantagens interessantes é a apresentada na figura 1.4. com modulação no cicloconversor.

Neste capítulo busca-se apresentar uma topologia idêntica a citada e que apresente ainda outras vantagens como comutação não dissipativa , realizar um estudo qualitativo e quantitativo de tal estrutura e indicar uma metodologia de projeto para tal conversor.

2.2. CONVERSOR PROPOSTO

Com as considerações realizadas no capítulo anterior, após estudar-se alguns trabalhos publicados em revistas e congressos e preocupando-se em manter a linha de pesquisa do Laboratório de Máquinas Elétricas e Eletrônica de Potência da UFSC propôs-se para estudo o seguinte conversor, apresentado na figura 2.1.

O diagrama do circuito básico do conversor CC-CA proposto é apresentado na figura 2.1. onde " L_m " representa a indutância magnetizante do transformador, a indutância " L " incorpora as indutâncias de dispersão do transformador, " C " é o capacitor de filtro de saída , " C_1 " e " C_2 " incorporam as capacitâncias parasitas das chaves Q_1 , Q_2 , D_1 e D_2 e as chaves T_1 a T_4 são representadas como tiristores pois sua operação é análoga a de um tiristor.

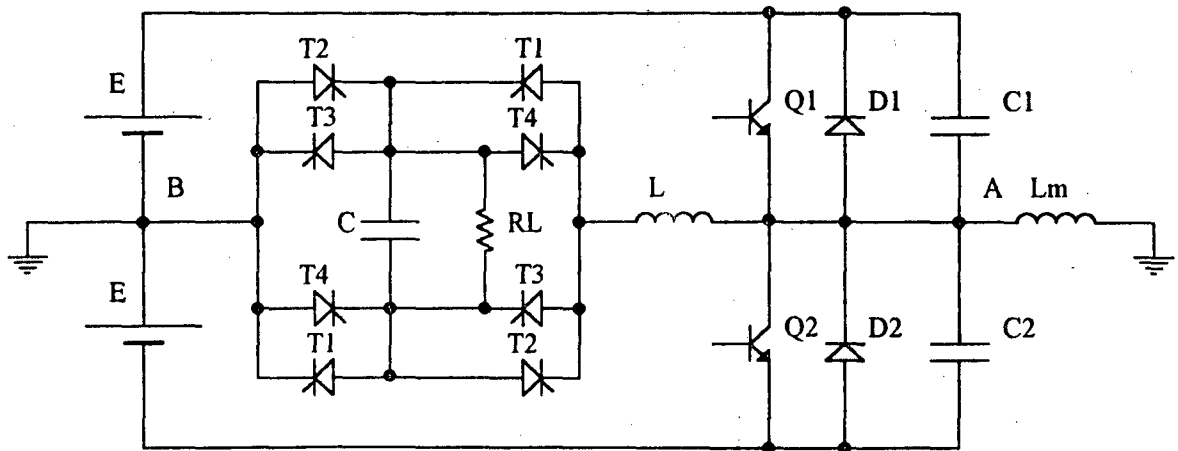


Fig. 2.1. Circuito básico do conversor CC-CA proposto

Este conversor é formado por dois estágios, o primeiro é um inversor em meia ponte que opera com razão cíclica igual a um meio e frequência constante formado por E, Q1, Q2, D1, D2, C1, C2 e Lm e que comuta sob tensão nula graças a presença de C1, C2 e Lm e o segundo estágio é configurado como um cicloconversor composto por quatro chaves bidirecionais, um indutor de entrada L e um capacitor de filtro de saída C.

O princípio de funcionamento do cicloconversor será descrito posteriormente mas ressalta-se que este trabalha em condução descontínua, o que propicia a comutação de todas as chaves deste estágio sob corrente nula.

2.3. ANÁLISE QUALITATIVA E QUANTITATIVA

A fim de simplificar a análise as seguintes suposições são consideradas verdadeiras:

- O circuito está operando em regime permanente.
- Todas as chaves semicondutoras são ideais, seus tempos de comutação e elementos parasitas são desprezados, sua resistência de bloqueio considerada infinita e sua resistência de condução considerada nula.

c) A capacitância de saída do conversor é suficientemente grande para ser aproximada por uma fonte de tensão.

d) As tensões de entrada são constantes e iguais.

e) A tensão de saída é considerada constante durante o período de chaveamento.

f) A relação de espiras do transformador é considerada unitária.

As considerações acima realizadas não alteram significativamente o comportamento do circuito a ser estudado.

Na figura 2.2.a. e 2.2.b. são apresentadas as formas de onda teóricas da operação do conversor bem como alguns sinais de comando.

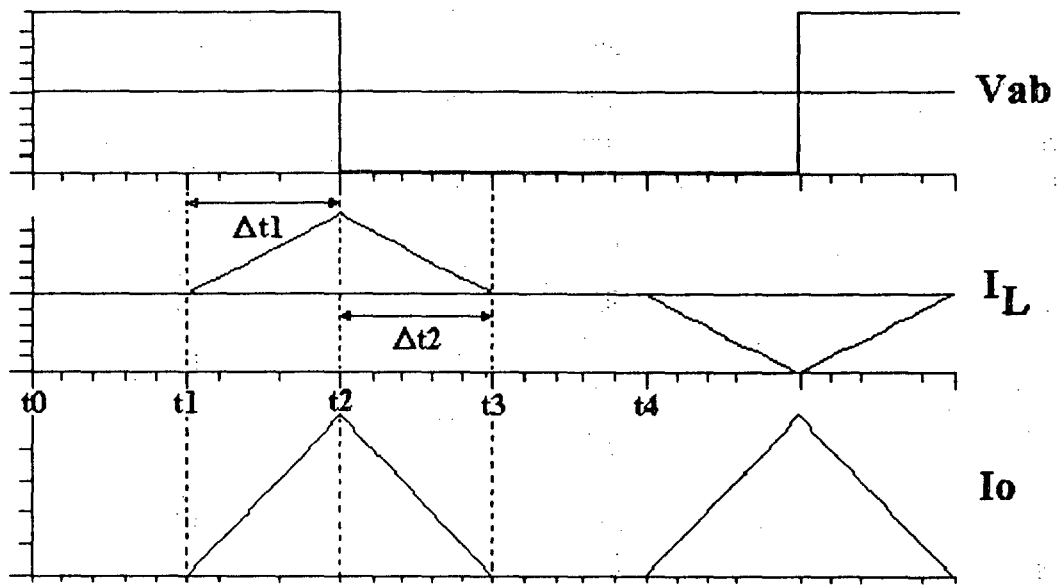


Fig. 2.2.a. Principais formas de onda do conversor CC-CA.

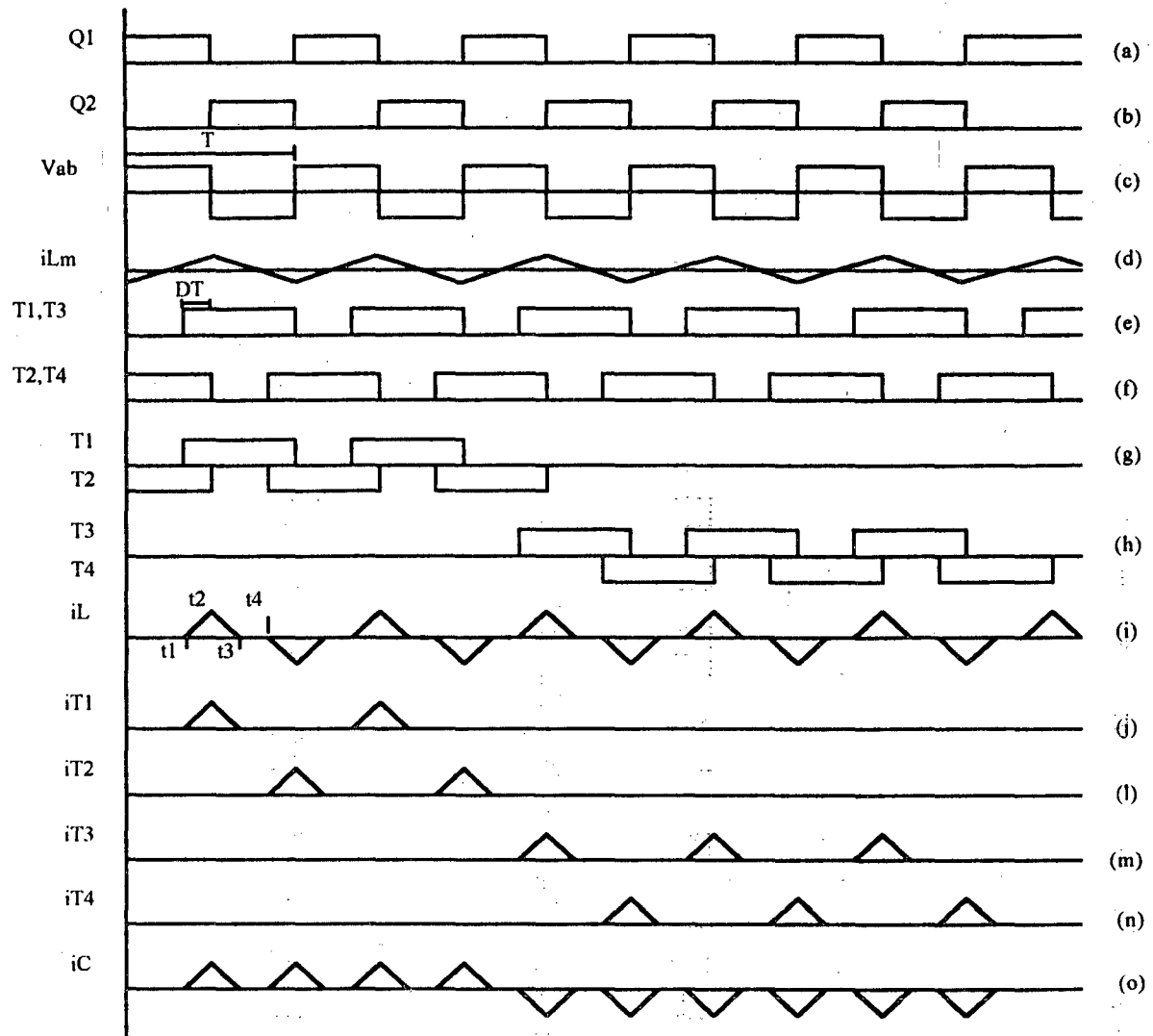


Fig 2.2.b. Formas de onda fundamentais do conversor CC-CA

Como já mencionado anteriormente os transistores $Q1$ e $Q2$ são comandados complementarmente, com razão cíclica igual a um meio e frequência constante produzindo uma forma de onda retangular entre os pontos "a" e "b", figura 2.2.c. A corrente que circula no indutor L_m tem uma forma de onda triangular, figura 2.2.d., e propicia a comutação sob tensão nula nas chaves $Q1$ e $Q2$ independentemente do fluxo de potência da carga. Normalmente tal indutância tem um valor relativamente elevado o que faz com que a corrente no indutor L_m seja desprezível, portanto não analisada aqui.

O princípio de funcionamento do conversor é descrito como segue:

Primeira etapa ($t1, t2$):

No instante t_1 as chaves T1's do cicloconversor entram em condução. A corrente começa a crescer linearmente através de E, Q1, T1's, L e C e atinge um valor máximo quando $t=t_2$. Salienta-se que as chaves T1's entram em condução sob corrente nula. a figura 2.3. apresenta este estado topológico.

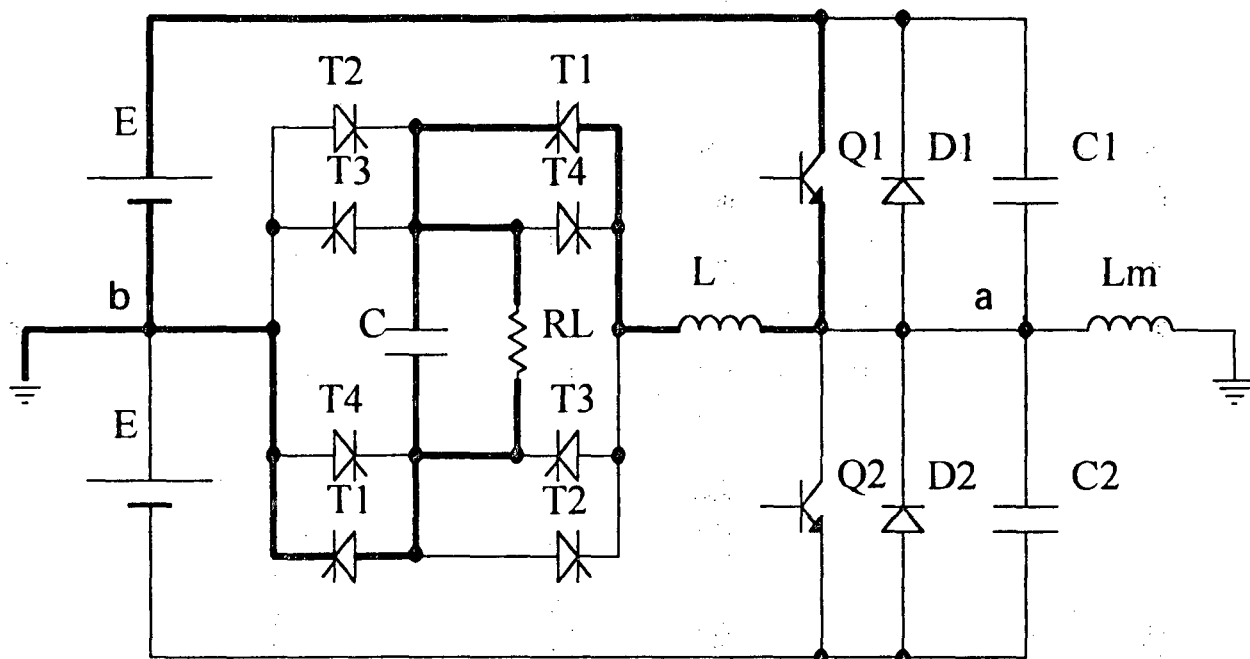


Fig. 2.3. Primeira etapa

A equação que rege esta etapa é apresentada a seguir:

$$i_{L1}(t) = \frac{(V_{AB1} - V_o)}{L} \cdot t + i_L(t_0) \quad (1)$$

onde: $V_{AB1} = E$ e $i_L(t_0) = 0$

Segunda etapa (t_2):

No instante t_2 Q1 é bloqueado. As correntes i_{Lm} e i_L são derivadas suavemente de Q1 para D2, após a carga de C1 e descarga de C2. Este intervalo de comutação é bastante pequeno, não interferindo significativamente na transferência de potência e portanto podemos assumir que i_{Lm} e i_L são constantes nesta etapa. O estado topológico é apresentado na figura 2.4.

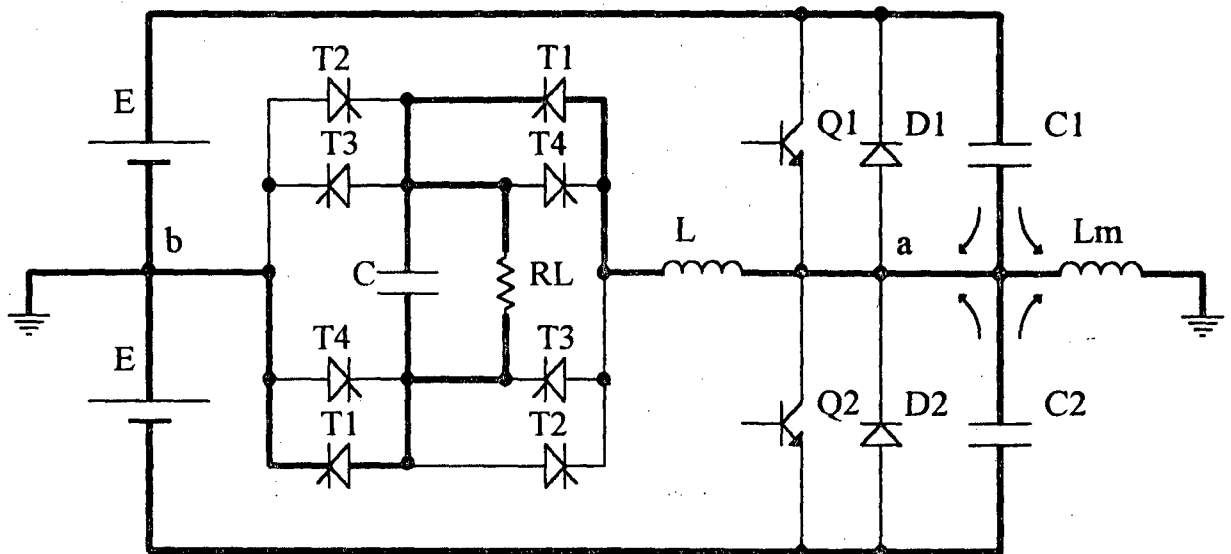


Fig. 2.4. Segunda etapa

Terceira etapa (t_2, t_3):

Durante este intervalo a tensão entre os terminais "a" e "b" é negativa pois D2 assume a corrente i_L . A corrente decresce linearmente e se anula quando $t=t_3$. Neste intervalo Q2 entra em condução sob tensão e corrente nulas. O estado topológico desta etapa é apresentado na figura 2.5.

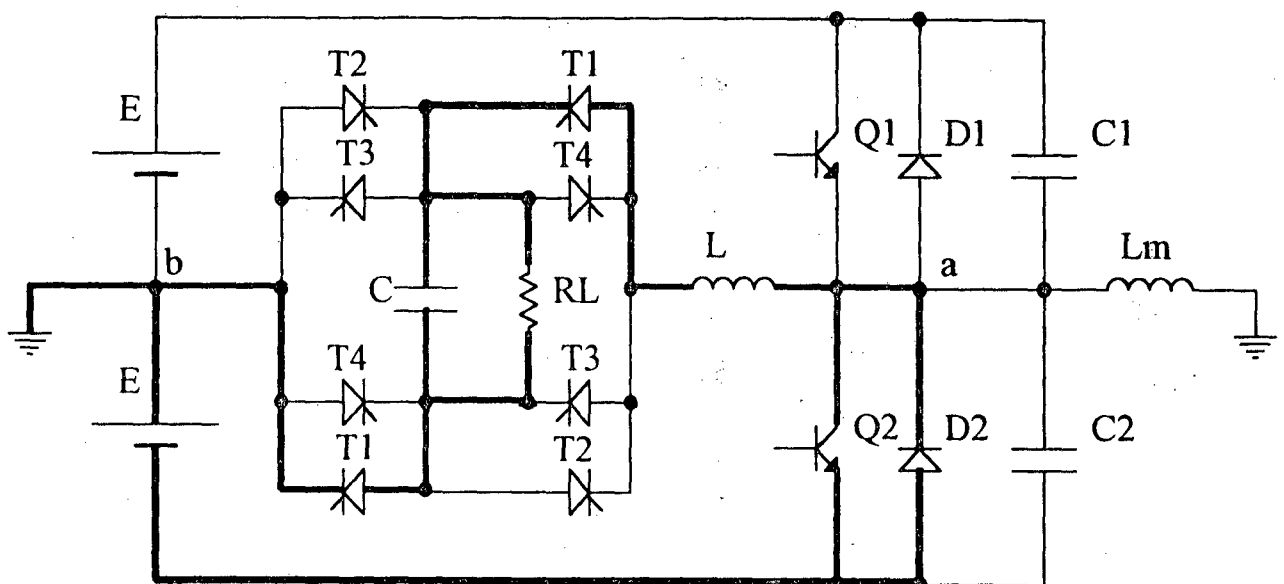


Fig. 2.5. Terceira etapa

A equação que rege o funcionamento do circuito nesta etapa é a seguinte:

$$i_{L2}(t) = \frac{(V_{AB2} - V_O)}{L} \cdot t + i_L(t1) \quad (2)$$

onde: $V_{AB2} = -E$

Quarta etapa (t3,t4):

Durante esta etapa não há corrente no cicloconversor e a potência de saída é suprida pelo capacitor de saída. Os interruptores do cicloconversor são comandados ao bloqueio sob corrente nula. A figura 2.6. apresenta este estado topológico.

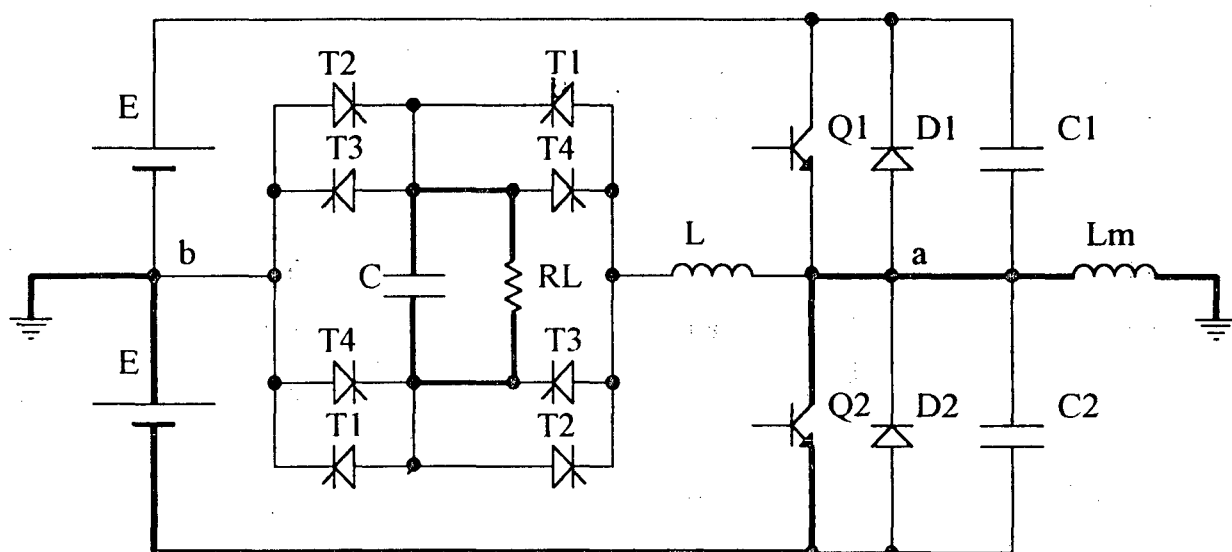


Fig. 2.6. Quarta etapa

Quinta etapa (t4,T):

No instante t4 as chaves T2's do cicloconversor são ligadas sob corrente nula. A corrente no indutor cresce linearmente mas em sentido contrário ao da primeira etapa. Esta etapa é idêntica a primeira e as seguintes são similares as etapas já descritas, portanto não serão estudadas aqui.

Ressalta-se que as chaves Q1 e Q2 operam com comutação sob tensão nula e que as chaves T1's, T2's, T3's e T4's operam com comutação sob corrente nula.

Verifica-se que os interruptores T2's não conduzem, mesmo que habilitados, enquanto a corrente no indutor não se anular, bloqueando os interruptores T1's. Isto leva a uma limitação de razão cíclica e consequentemente a uma limitação na máxima potência transferida.

A máxima razão cíclica ocorre quando o instante de bloqueio de um grupo de tiristores do cicloconversor coincide com o disparo do outro, ou seja, quando o tempo total entre o início da primeira etapa e o final da terceira etapa é igual a meio período de chaveamento e quando não há quarta etapa.

Definindo-se:

$$D = \frac{2DT}{T} = \frac{2\Delta t}{T} \quad (3)$$

$$q = \frac{V_o}{E} \quad (4)$$

onde: $\Delta t = t_2 - t_1$

Com as equações (1) e (2) obtem-se:

$$i_{L1} \left(D_{cr} \frac{T}{2} \right) + i_{L2} \left(\frac{T}{2} - D_{cr} \frac{T}{2} \right) = 0 \quad (5)$$

$$D_{cr} = \frac{1}{2}(1 + q) \quad (6)$$

A partir da razão cíclica máxima, equação (6), e da equação (1) obtem-se a máxima corrente média de saída do conversor:

$$i_{Omedmax} = i_{L1} \left(D_{cr} \cdot \frac{T}{2} \right) \cdot \frac{T}{2} = E \cdot \frac{(1 - q^2)}{8 \cdot L \cdot fs} \quad (7)$$

onde: f_s é a frequência de chaveamento e L é o indutor que incorpora as dispersões do transformador.

Definindo-se:

$$I^* = \frac{E}{2 \cdot \pi \cdot f_s \cdot L} \quad (8)$$

$$\text{obtem-se: } i_{Omedmax} = \frac{\pi \cdot (1 - q^2)}{4} \cdot I^* \quad (9)$$

$$\text{Fazendo-se: } i_{Omedmax} = \overline{i_{Omedmax}} \cdot I^* \quad (10)$$

$$\text{obtem-se: } \overline{i_{Omedmax}} = \frac{\pi \cdot (1 - q^2)}{4} \quad (11)$$

A partir da máxima corrente média de saída, equação (9), e da tensão de saída é possível obter-se a máxima potência transferida à carga.

$$P_{Omax} = V_o \cdot \frac{\pi \cdot (1 - q^2)}{4} \cdot I^* \quad (12)$$

$$\text{Fazendo-se: } P_{Omax} = \overline{P_{Omax}} \cdot P^* \quad (13)$$

$$\text{e } P^* = \frac{E^2}{2 \cdot \pi \cdot f_s \cdot L} \quad (14)$$

$$\text{obtem-se: } \overline{P_{Omax}} = \frac{\pi \cdot q \cdot (1 - q^2)}{4} \quad (15)$$

Na figura 2.7. é apresentada a curva $\overline{P_{Omax}}$ em relação a "q" para corrente positiva.

Verifica-se que há um ponto de máxima potência transferida e um ponto de máxima potência absorvida. Estes pontos são obtidos derivando-se a equação (15) e achando-se seus pontos de derivada nula.

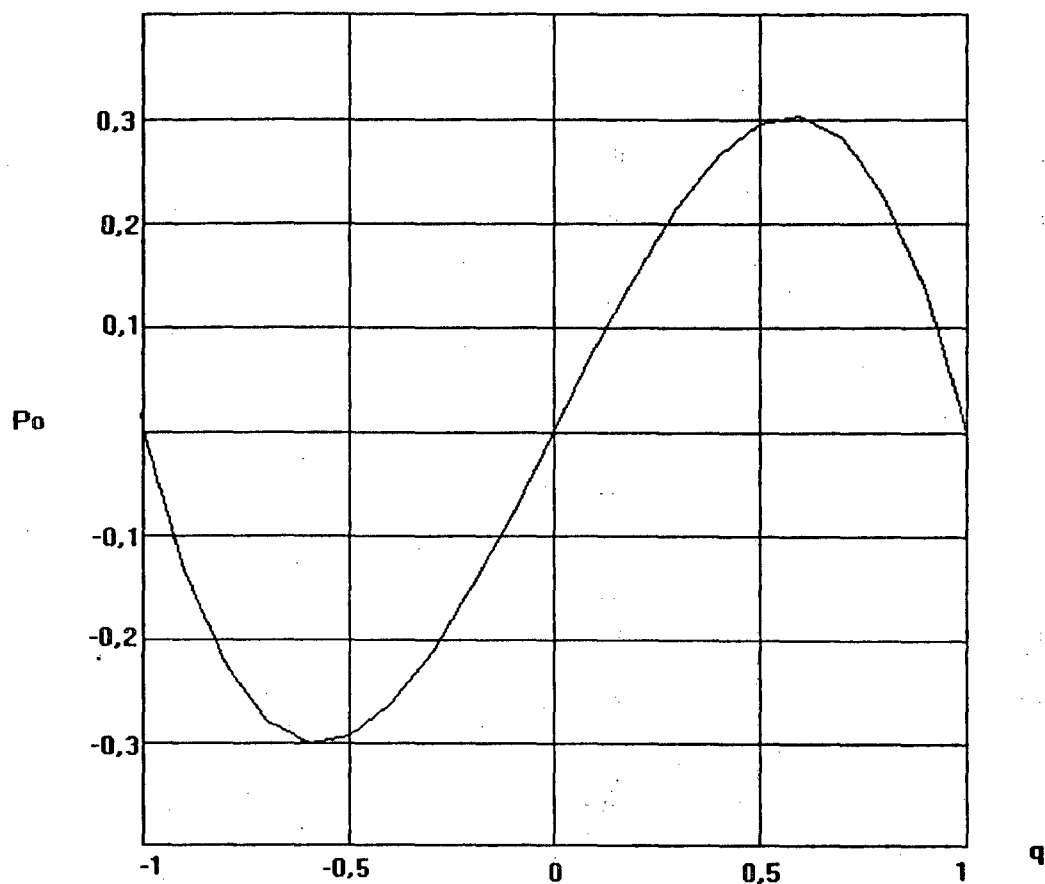


Fig. 2.7. Curva de máxima potência em função da relação entre a tensão de entrada e saída.

O ponto de máxima transferência de potência para a carga ocorre quando $q=0,57735$ e o de máxima potência absorvida quando $q=-0,57735$. Substituindo-se estes valores na expressão (15) obtem-se:

$$\overline{P_{Omax}}(q = \pm 0,57735) = \pm 0,3023 \quad (16)$$

As equações acima apresentadas são válidas para regime permanente e mostram os casos limites, ou seja, para condução crítica e são fundamentais ao projeto dos elementos que formam o conversor.

A fim de se obter uma tensão senoidal na saída deve-se variar a razão cíclica "D" na região de condução descontínua. Nesta região, situação que o conversor opera na maioria dos casos, é interessante se obter a característica de saída do conversor.

Para se obter a corrente média de saída em função da razão cíclica é preciso obter o tempo de duração da terceira etapa onde há a descarga linear do indutor L. A partir da equação (2) obtem-se:

$$\frac{(E - V_o)}{L} \cdot \Delta t_1 + \frac{(-E - V_o)}{L} \cdot \Delta t_2 = 0 \quad (17)$$

$$\text{onde: } \Delta t_2 = t_3 - t_2 \quad (18)$$

Resolvendo-se a equação (17) obtem-se:

$$\Delta t_2 = \frac{(1 - q)}{1 + q} \cdot \Delta t_1 \quad (19)$$

A corrente média de saída em função da razão cíclica é dada por:

$$i_{Omed} = \frac{E}{L} \cdot (1 - q) \cdot (\Delta t_1 + \Delta t_2) \cdot \frac{\Delta t_1}{T} \quad (20)$$

De onde obtem-se:

$$i_{Omed} = \frac{E}{2 \cdot \pi \cdot f_s \cdot L} \cdot \frac{\pi \cdot (1 - q)}{(1 + q)} \cdot D^2 \quad (21)$$

$$\text{Fazendo-se: } i_{Omed} = \overline{i_{Omed}} \cdot I^* \quad (22)$$

obtem-se: $\overline{i_{Omed}} = \frac{\pi \cdot (1-q)}{(1+q)} \cdot D^2 \quad (23)$

Na figura 2.8. é apresentada a curva da corrente média de saída em função da razão cíclica para várias relações entre as tensões de entrada e saída. São apresentadas curvas para corrente de saída positiva e negativa.

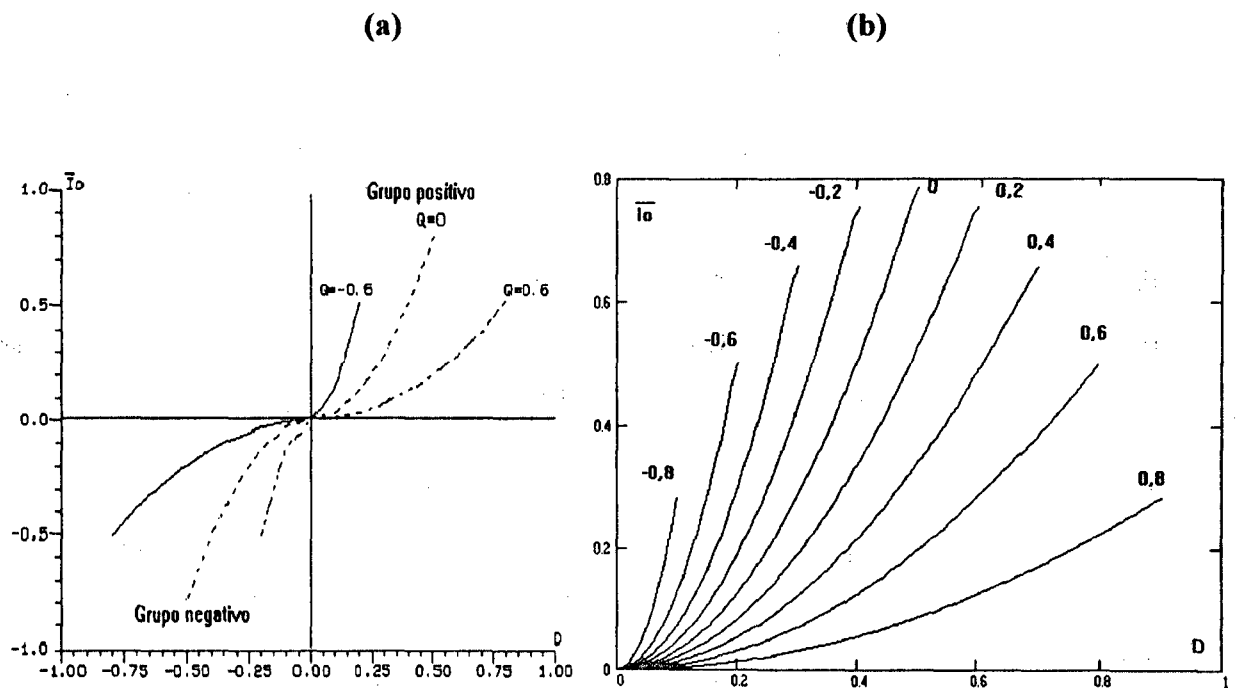


Fig. 2.8. Curva de corrente média de saída em função da razão cíclica em ambos os grupos (a) e corrente média de saída em função da razão cíclica no grupo positivo (b).

Verifica-se que a corrente de saída não depende somente da razão cíclica mas também da relação entre as tensões de entrada e saída. Percebe-se também que para se manter a tensão de saída em um determinado valor há que se variar a razão cíclica em função de uma variação de corrente de carga.

Pode-se interpretar esta curva como o ganho de corrente do conversor, desta forma verifica-se que o ganho varia em função da tensão de saída, ou seja, para a mesma corrente de saída há diferentes ganhos de corrente para diferentes tensões.

Há uma curva limite que representa a máxima corrente média de saída em regime, mas ressalta-se que podem ocorrer transitórios onde o conversor pode operar fora da curva limite por alguns ciclos. Tal situação deve ser evitada fazendo-se com que a razão cíclica não varie bruscamente.

2.4. CÁLCULO DAS TENSÕES E CORRENTES NOS PRINCIPAIS ELEMENTOS

A fim de dimensionar corretamente os elementos do conversor, as expressões de tensão e corrente nos principais elementos foram obtidas, considerando o conversor operando em regime permanente e no caso de máxima razão cíclica.

As chaves que operam com comutação sob tensão nula, ou seja, as chaves do primário são submetidas à tensão da fonte de entrada, portanto:

$$V_{Qmax} = 2 \cdot E \quad (24)$$

A corrente máxima nestas chaves é igual a corrente de pico da primeira etapa, então:

$$I_{Qmax} = \frac{(E - V_o)}{L} \cdot \Delta t \quad (25)$$

Esta corrente tem seu valor máximo para $V_o=0$ e para Dcr com $q=0$, obtem-se então:

$$I_{Qmax} = \frac{E}{4 \cdot L \cdot f_s} \quad (26)$$

$$\text{Fazendo-se: } I_{Qmax} = \overline{I_{Qmax}} \cdot I^* \quad (27)$$

obtem-se: $\overline{I_{Qmax}} = \frac{\pi}{2}$ (28)

A corrente média nestas chaves é dada por:

$$I_{Qmed} = \frac{(E - V_o) \cdot (\Delta t)^2}{2 \cdot L \cdot T} \quad (29)$$

Substituindo-se a equação (19) na equação (29) obtem-se a máxima corrente média em função da relação de tensão entre a entrada e a saída.

$$I_{QmedLim}(q) = \frac{E \cdot T}{8 \cdot L} \cdot (1 - q)(1 + q)^2 \quad (30)$$

Fazendo-se: $I_{QmedLim}(q) = \overline{I_{QmedLim}(q)} \cdot I^*$ (31)

obtem-se: $\overline{I_{QmedLim}(q)} = \frac{\pi}{4} \cdot (1 - q) \cdot (1 + q)^2$ (32)

Derivando-se a equação (30) e igualando-se a zero obtem-se que a relação entre a tensão de entrada e a de saída para a qual a corrente média máxima atinge seu valor máximo:

$$q = \frac{1}{3} \quad (33)$$

Substituindo-se a equação (33) na equação (30) obtem-se:

$$I_{QmedLimMax} = \frac{4 \cdot E}{27 \cdot L \cdot fs} \quad (34)$$

Fazendo-se: $I_{QmedLimMax} = \overline{I_{QmedLimMax}} \cdot I^*$ (35)

obtem-se: $\overline{I_{QmedLimMax}} = \frac{8 \cdot \pi}{27}$ (36)

A corrente eficaz nas chaves do primário são obtidas resolvendo-se a seguinte expressão:

$$I_{Qef} = \sqrt{\frac{1}{T} \int_0^T \left[\frac{(E - V_o)}{L} \cdot t \right]^2 \cdot dt} \quad (37)$$

De onde obtem-se:

$$I_{Qef} = \frac{E \cdot T}{\sqrt{6} \cdot L} \cdot (1 - q) \cdot \left(\frac{\Delta I}{T} \right)^{\frac{3}{2}} \quad (38)$$

Substituindo-se a equação (19) na equação (38) obtem-se a corrente eficaz máxima em função da relação de tensão entre entrada e saída.

$$I_{QefLim}(q) = \frac{E \cdot T}{\sqrt{6} \cdot L} \cdot (1 - q) \cdot \left(\frac{1 + q}{2} \right)^{\frac{3}{2}} \quad (39)$$

$$\text{Fazendo-se: } I_{QefLim}(q) = \overline{I_{QefLim}(q)} \cdot I^* \quad (40)$$

$$\text{obtem-se: } \overline{I_{QefLim}(q)} = \frac{\sqrt{6} \cdot \pi}{6} \cdot (1 - q) \cdot \left(\frac{1 + q}{2} \right)^{\frac{3}{2}} \quad (41)$$

Derivando-se a equação (39) e igualando-se a zero obtem-se que a relação entre a tensão de entrada e saída para a qual a corrente eficaz limite atinge seu valor máximo é:

$$q = \frac{1}{5} \quad (42)$$

A partir da equação (42) e da equação (39) obtem-se:

$$I_{QefLimMax} = 0,15179 \cdot \frac{E \cdot T}{L} \quad (43)$$

$$\text{Fazendo-se: } I_{QefLimMax} = \overline{I_{QefLimMax}} \cdot I^* \quad (44)$$

$$\text{obtem-se: } \overline{I_{QefLimMax}} = 0,235 \cdot \pi \quad (45)$$

A partir das equações acima apresentadas é possível dimensionar-se as chaves do inversor primário. Os diodos associados às chaves são submetidos aos mesmos esforços de tensão e corrente, apenas os valores máximos ocorrem não mais na transferência de potência da fonte para a carga mas sim na absorção de potência, ou seja, a corrente eficaz máxima, por exemplo, ocorre quando $q=-1/5$, modo de operação com corrente positiva de saída mas com tensão de saída negativa, portanto absorvendo energia da carga.

As chaves do cicloconversor, que operam com comutação sob corrente nula, apresentam esforços de tensão e corrente diferentes das chaves que comutam sob tensão nula.

A máxima tensão aplicada sobre as chaves do cicloconversor é:

$$V_{Tmax} = E_{sec} + V_{Omax} \quad (46)$$

onde V_{Omax} , no caso de uma onda senoidal, é o valor de pico da senóide e E_{sec} é a tensão de entrada refletida ao secundário $E_{sec} = E \cdot \frac{N2}{N1}$

A corrente média nestas chaves é igual a metade da corrente média de saída pois cada chave contribui com meio período de transferência de energia, portanto a partir da equação (21) obtem-se:

$$I_{Tmed} = \frac{E}{2 \cdot \pi \cdot fs \cdot L} \cdot \frac{\pi \cdot (1-q)}{2 \cdot (1+q)} \cdot D^2 \quad (47)$$

$$\text{Fazendo-se: } I_{Tmed} = \overline{I_{Tmed}} \cdot I^* \quad (48)$$

$$\text{obtem-se: } \overline{I_{Tmed}} = \frac{\pi \cdot (1-q)}{2 \cdot (1+q)} D^2 \quad (49)$$

A corrente média nas chaves do cicloconversor tem seu valor máximo quando a razão cíclica é máxima e a relação entre a tensão de entrada e saída é nula, então a partir da equação (49) obtem-se:

$$\overline{I_{TmedMax}} = \frac{\pi}{8} \quad (50)$$

A equação da corrente eficaz nas chaves do cicloconversor é obtida resolvendo-se a seguinte expressão:

$$I_{Tef} = \sqrt{\frac{1}{T} \int_{t1}^{t2} \left[\frac{E}{L} \cdot (1-q) \cdot t \right]^2 dt + \frac{1}{T} \int_{t2}^{t3} \left[\frac{E}{L} \cdot (1-q) \cdot \Delta t + \frac{E}{L} \cdot (-1-q) \cdot t \right]^2 dt} \quad (51)$$

Substituindo-se a equação (6) e (19) na equação (51) obtem-se:

$$I_{Tef} = \frac{E}{2 \cdot \pi \cdot fs \cdot L} \cdot \frac{\pi \cdot \sqrt{6}}{12} \cdot (1-q^2) \quad (52)$$

$$\text{Fazendo-se: } I_{Tef} = \overline{I_{Tef}} \cdot I^* \quad (53)$$

$$\text{obtem-se: } \overline{I_{Tef}} = \frac{\pi \cdot \sqrt{6}}{12} \cdot (1-q^2) \quad (54)$$

A partir das equações acima apresentadas obtem-se:

$$I_{Lef} = I_{Oef} = \sqrt{2} \cdot I_{Tef} \quad (55)$$

$$\text{e } I_{Lmed} = 0 \quad (56)$$

Os elementos que formam o conversor CC-CA podem ser dimensionados utilizando-se as equações apresentadas. Salienta-se que com a utilização de um transformador isolador há que se ter cuidado quanto a tensões e correntes refletidas. No caso das correntes dos elementos que estão no secundário, como as chaves do cicloconversor, deve-se multiplicá-las pela relação

$N1/N2$ e no caso da tensão do primário refletida ao secundário deve-se multiplicá-la por $N2/N1$, sendo $N1$ o número de espiras do enrolamento primário e $N2$ o número de espiras do secundário.

Os capacitores $C1$ e $C2$ podem ser obtidos através da relação apresentada abaixo:

$$C1 = C2 = \frac{I_C}{2} \cdot \frac{t_C}{E} \quad (57)$$

onde: I_C é a corrente máxima de comutação das chaves do primário e t_C é o tempo de comutação, ou seja, tempo que a tensão no capacitor $C1$ leva para sair de zero e chegar ao valor da tensão de entrada E , este tempo deve ser superior ao tempo de comutação das chaves utilizadas a fim de se obter uma comutação suave.

2.5. CRITÉRIOS DE PROJETO

O critério de projeto aqui apresentado indicará qual o ponto de operação, para a máxima potência de saída, que se deve projetar o conversor em função de algumas características desejáveis como menor tensão nas chaves do secundário. Portanto o dimensionamento dos semicondutores e dos outros elementos será indicado e realizado no tópico exemplo de projeto do capítulo 4.

A partir do equacionamento realizado verifica-se que há um limite de potência transferida, cujo ábaco foi apresentado na figura 2.7. Tal limite tem um valor máximo em torno de $0,3P^*$.

Verifica-se que a máxima potência possível de ser transferida depende diretamente do valor da tensão de entrada ao quadrado e inversamente da frequência de chaveamento e do indutor L , sendo este último fator o que apresenta normalmente o maior grau de liberdade dentro de um projeto.

Portanto o projeto de um conversor CC-CA deste tipo está inicialmente centralizado no valor do indutor L . A partir dos dados de tensão de entrada, potência de pico máxima, tensão de

saida máxima e frequência de chaveamento obtem-se, com o auxílio da equação (12), o valor do indutor.

Faz-se necessário conhecer as características da carga e verificar se tal conversor atende satisfatoriamente estas exigências. Portanto são apresentadas na figura 2.9. a característica de potência instantânea em função da tensão para diversos tipos de carga.

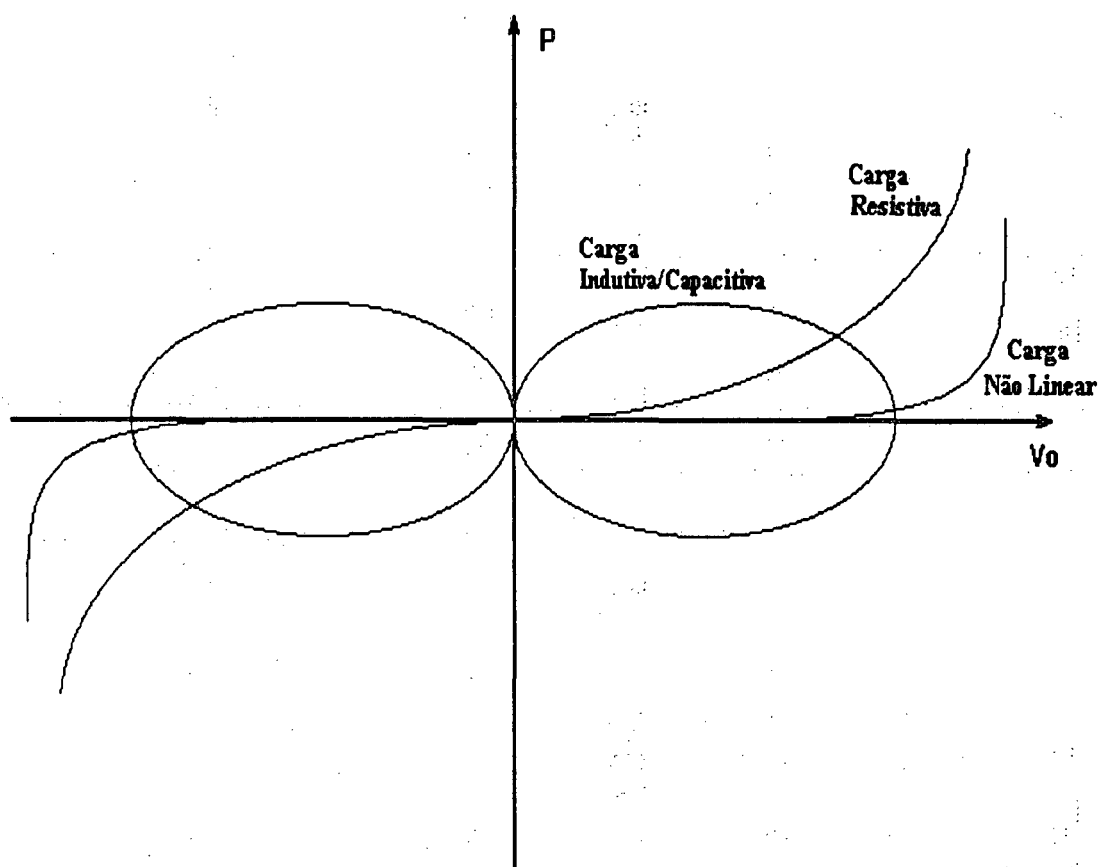


Fig. 2.9. Potência instantânea em função da tensão aplicada para vários tipos de carga.

Ressalta-se que a carga não linear deve receber atenção redobrada pois absorve uma potência instantânea muito elevada nos picos de tensão e é frequentemente encontrada em aplicações que envolvem conversores CC-CA.

A partir de alguns dados de projeto observa-se que com potências elevadas e tensões de entrada reduzidas o valor da indutância apresenta-se pequena, colocando-se como uma dificuldade a sua implementação prática, pois esta indutância incorpora as indutâncias de dispersão do transformador. Nestes casos é interessante que a máxima potência instantânea de saída, a potência de pico, seja situada no pico de máxima potência transferida, equação (16), a fim de que o valor da indutância seja facilmente obtido na prática.

Se isto não ocorrer é interessante situar a máxima potência instantânea de saída num ponto onde a relação entre a tensão de entrada e saída seja a maior possível para que as chaves do cicloconversor operem com tensões menos elevadas.

2.6. CONCLUSÕES

A partir da estrutura escolhida no primeiro capítulo propôs-se e estudou-se uma topologia que cumpre os objetivos desta dissertação.

Estudou-se qualitativamente e quantitativamente o conversor analisando-se o princípio de funcionamento, obtendo-se as equações para dimensionamento dos elementos e finalmente realizou-se um estudo qualitativo a respeito da metodologia de projeto.

Dentre as características observadas com a análise destacam-se a reversibilidade do fluxo de potência, a facilidade na análise por serem etapas lineares, a limitação da máxima potência instantânea transferida, a operação de todas as chaves com comutação não dissipativa e o aproveitamento dos elementos parasitas do conversor.

Tal conversor mostra-se extremamente interessante mas faz-se necessário um comando e controle adequado para que as virtudes deste conversor CC-CA sejam melhor aproveitadas.

CAPÍTULO 3

ESTRATÉGIA DE COMANDO E CONTROLE

3.1. INTRODUÇÃO

Com o estudo realizado no capítulo anterior verifica-se que a tensão de saída é dependente da razão cíclica e da corrente de saída, ou em outras palavras, tem-se uma variação no ganho de corrente em função da tensão de saída o que faz com que haja a necessidade de se controlar adequadamente o conversor para se obter uma tensão de saída desejada. Verifica-se também que o cicloconversor é composto por chaves do tipo tiristores mas que na prática serão implementadas com chaves comandadas do tipo transistores bipolares, MOSFETs ou IGBTs, o que requer também um comando adequado.

O objetivo deste capítulo é propor uma estratégia de controle e comando simples e eficiente para tal conversor, estudar seu princípio de funcionamento e comprová-lo por simulação.

3.2. ESTRATÉGIA DE COMANDO

Como as chaves do cicloconversor são unidirecionais em corrente e operam como tiristores mas serão implementadas com chaves controladas que não possuem estas características, há que estudar-se uma estratégia de comando a fim de provê-las com tais características. A opção pelo uso de chaves controladas deste tipo se deve ao fato dos tiristores não operarem em frequências muito elevadas e devido a disponibilidade de componentes.

A partir de uma monitoração da corrente na chave e com um comando inteligente seria possível fazer com que uma chave controlada do tipo transistor bipolar ou MOSFET opere como um tiristor, mas implicaria em um comando relativamente caro pois há uma grande dificuldade em se observar com precisão correntes com frequências elevadas e magnitudes pequenas.

Buscando um comando mais simples observou-se que a corrente nas chaves do cicloconversor se anula no término da terceira etapa e que esta etapa, estando o conversor em regime permanente, não ultrapassa meio período de chaveamento.

As chaves utilizadas, devido a sua construção, apresentam um diodo em anti-paralelo sendo então bidirecionais em corrente e unidirecionais em tensão. Para torná-las unidirecionais em corrente e bidirecionais em tensão faz-se necessário adicionar à chave um diodo em série, desta forma o sinal de comando pode ser expandido sem problemas até o final da quarta etapa, fazendo com que as chaves do cicloconversor operem como tiristores, ou seja, a introdução dos diodos em série faz com que a corrente se anule e não circule no sentido reverso, eliminando o uso de um sensor de corrente. Uma configuração deste tipo é apresentada na figura 3.1.

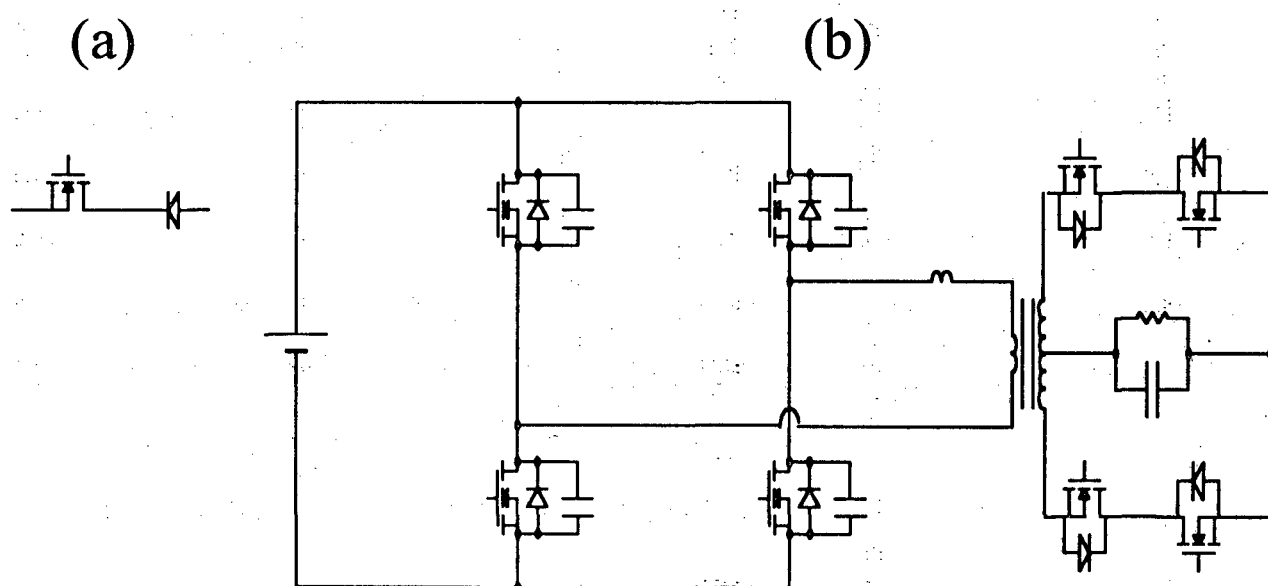


Fig. 3.1. Associação chave-diodo em série (a) e configuração possível (b) .

Esta solução apresentou resultados satisfatórios com extrema simplicidade. Há que se cuidar apenas para que a razão cíclica não varie bruscamente pois, caso isso ocorra, há possibilidade de que o conversor opere por alguns instantes em algum ponto fora da curva limite e neste caso a terceira etapa, onde a corrente se anula, pode durar mais que meio período de chaveamento e as chaves do cicloconversor serão bloqueadas com corrente.

3.3. ESTRATÉGIA DE CONTROLE

O conversor CC-CA apresentado, devido a sua característica de transferência de potência em função da razão cíclica e a expansão do pulso de comando das chaves até o final da quarta etapa, é naturalmente comandado com modulação por largura de pulso (Pulse Width Modulation -PWM), então pode-se apresentar o conversor na forma da figura 3.2.

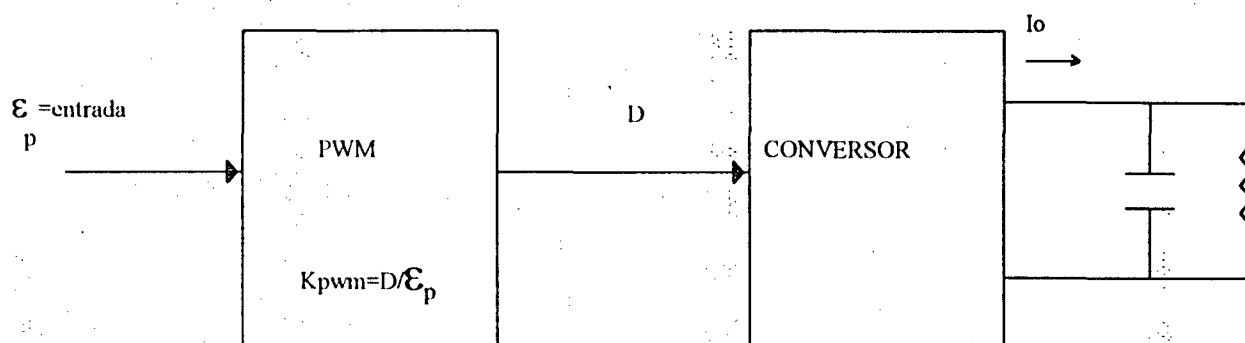


Fig. 3.2. Diagrama em blocos do conversor CC-CA.

O bloco PWM tem uma característica linear portanto pode-se dizer que a razão cíclica é diretamente proporcional ao sinal de entrada, então $D = K_{pwm} \cdot \epsilon_p$. Já o bloco conversor apresenta uma característica de saída dada pela equação (21) e mostrada na figura 2.8.

A fim de simplificar a análise e possibilitar o projeto do compensador através dos métodos clássicos a característica de saída foi linearizada e o conversor representado como mostra a figura 3.3.

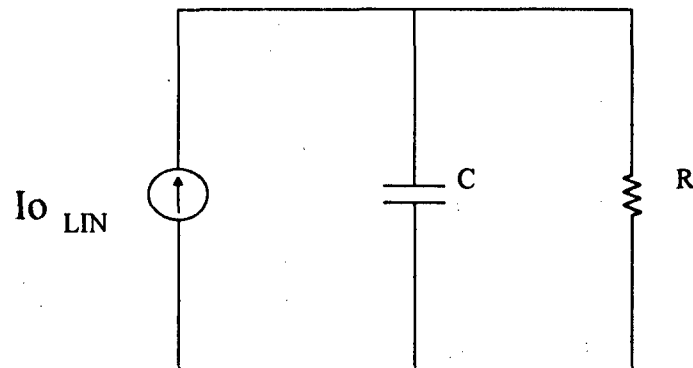


Fig. 3.3. Modelo do conversor.

onde: $I_{Olin} = k_{lin} \cdot \varepsilon_p$ (58)

sendo ε_p o sinal de entrada do conversor e k_{lin} uma constante que corresponde a linearização da característica de saída do conversor, obtido a partir da figura 3.4.

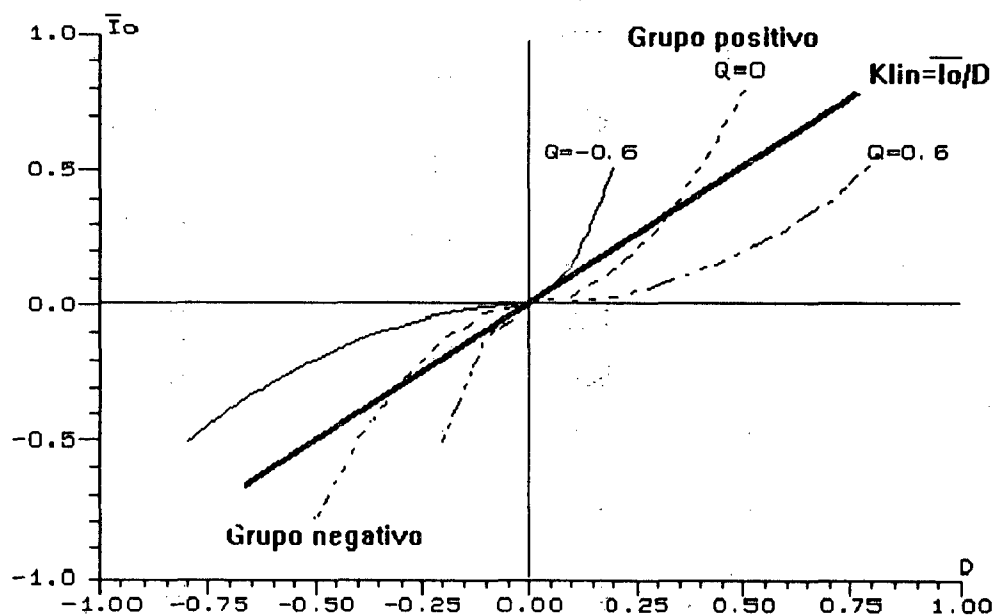


Fig. 3.4. Linearização da característica de saída.

A partir deste modelo obtém-se:

$$G(s) = \frac{k_{lin} \cdot k_{pwm}}{C \left(s + \frac{1}{R \cdot C} \right)} \quad (59)$$

Normalmente para características não lineares utilizam-se técnicas de controle sofisticadas, que apresentam excelentes resultados mas geralmente são dispendiosas. O objetivo desta linearização é obter-se um modelo simples a fim de que se possa facilmente estimar os parâmetros do compensador e posteriormente, através de simulações ou experimentalmente, avaliar seu desempenho e se necessário encaminhar alguns ajustes.

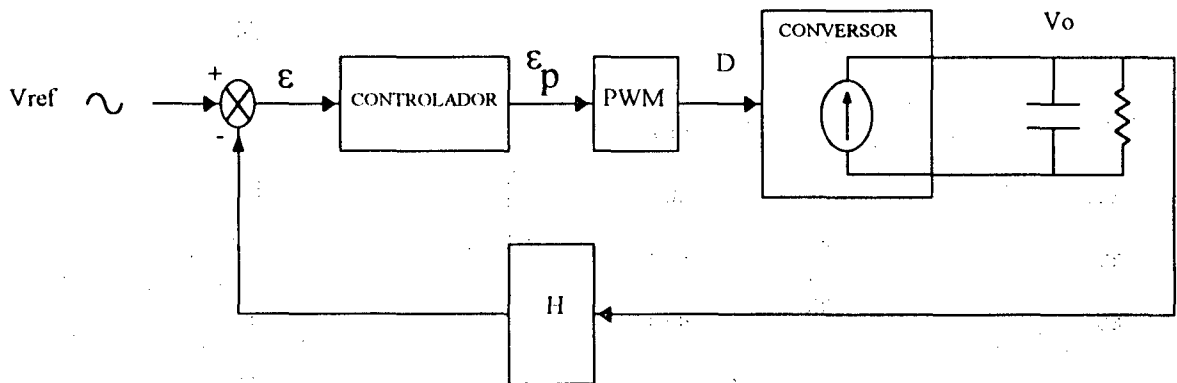


Fig. 3.5. Diagrama em blocos do conversor e seu controle.

A partir do diagrama em blocos apresentado na figura 3.5. verifica-se que para que o erro ε seja nulo o conjunto controlador, bloco PWM e conversor deve ser um oscilador senoidal que deve estar em fase com o sinal de referência.

Como o bloco PWM e o conversor não são osciladores o controlador deveria conter internamente um oscilador e fornecer um sinal ε_p a fim de gerar um sinal V_o que produza um erro nulo em sua entrada.

Caso as exigências quanto ao sinal de saída não sejam rigorosas, permitindo que haja erro, há a possibilidade de se usar controladores clássicos do tipo Proporcional, Proporcional-integral ou Proporcional-integral-derivativo (P, PI e PID respectivamente). Neste caso o erro instantâneo

será proporcional ao ao ganho do sistema na frequência do sinal de referência. Salienta-se que o ganho desses controladores na frequência do sinal de referência deve ser tanto maior quanto menor for o erro admissível.

Com a utilização de compensadores do tipo P, PI ou PID o sistema apresenta erro ao sinal senoidal mas tais compensadores são bastante simples e caso este erro não seja elevado eles mostram-se adequados a esta aplicação. Além disso verificou-se que há a possibilidade de se usar o sinal de erro para definir qual o grupo de chaves do cicloconversor que deve conduzir, sendo que tais grupos são definidos de acordo com o sentido da corrente de saída. O erro de tensão, neste caso, fornece uma informação indireta do sentido de corrente, eliminando-se assim o uso de sensores de corrente que tornam dispendiosos e complicados os circuitos de comando e controle.

A figura 3.6. mostra o diagrama em blocos do conversor CC-CA proposto controlado por um compensador do tipo P, PI ou PID onde a detecção de corrente é realizada através do sinal de erro.

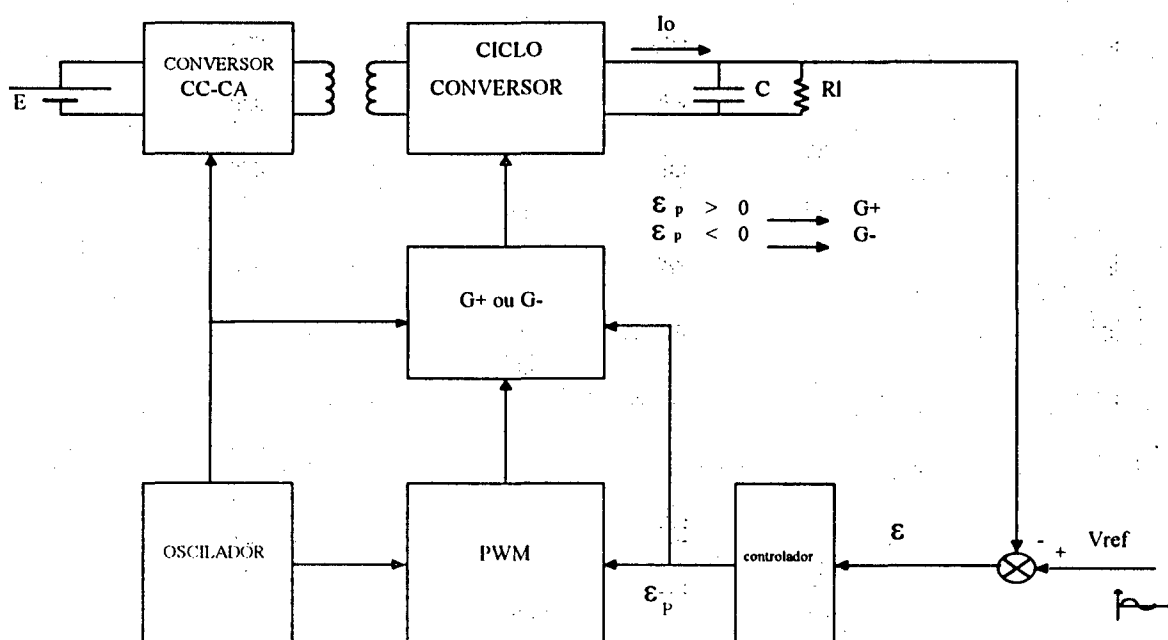


Fig. 3.6. Diagrama em blocos do conversor CC-CA com controlador P,PI ou PID.

Os blocos conversor CC-CA e cicloconversor já foram descritos e estudados nos capítulos anteriores. Sabe-se a partir deste estudo que o bloco conversor CC-CA necessita de um sinal de alta frequência com razão cíclica igual a meio para operar corretamente e que este sinal deve servir de referência aos pulsos do cicloconversor. O bloco oscilador é responsável pela geração destes sinais.

O bloco PWM tem por função gerar um sinal de razão cíclica variável em função do módulo do erro processado, sinal este sincronizado com os pulsos do bloco conversor CC-CA.

A partir do sinal PWM o bloco G+ ou G- define qual o grupo de chaves do cicloconversor deve conduzir e expande tal comando como indicado na seção estratégia de comando. A seleção do grupo é realizada a partir da polaridade do erro processado, se este for positivo o grupo que fornece corrente positiva à saída deve ser comandado e caso negativo o grupo negativo deve ser acionado.

O bloco compensador processa o erro gerado pela comparação entre a senóide de saída e o sinal de referência.

O princípio de funcionamento deste conversor CC-CA associado ao controlador será melhor entendido observando-se as curvas e os diagramas fasoriais apresentados na figura 3.7.

Verifica-se que o sinal de saída apresenta-se defasado do sinal de referência a fim de que o erro processado, ou seja, o erro após o compensador esteja em fase com a corrente de saída do conversor. Tal defasagem depende dos parâmetros do compensador e da característica do conversor e da carga.

Para o projeto dos parâmetros do compensador utilizou-se a metodologia apresentada na referência [15], voltada ao projeto de fontes CC-CC, mas utilizando-se os modelos e considerações aqui mencionados.

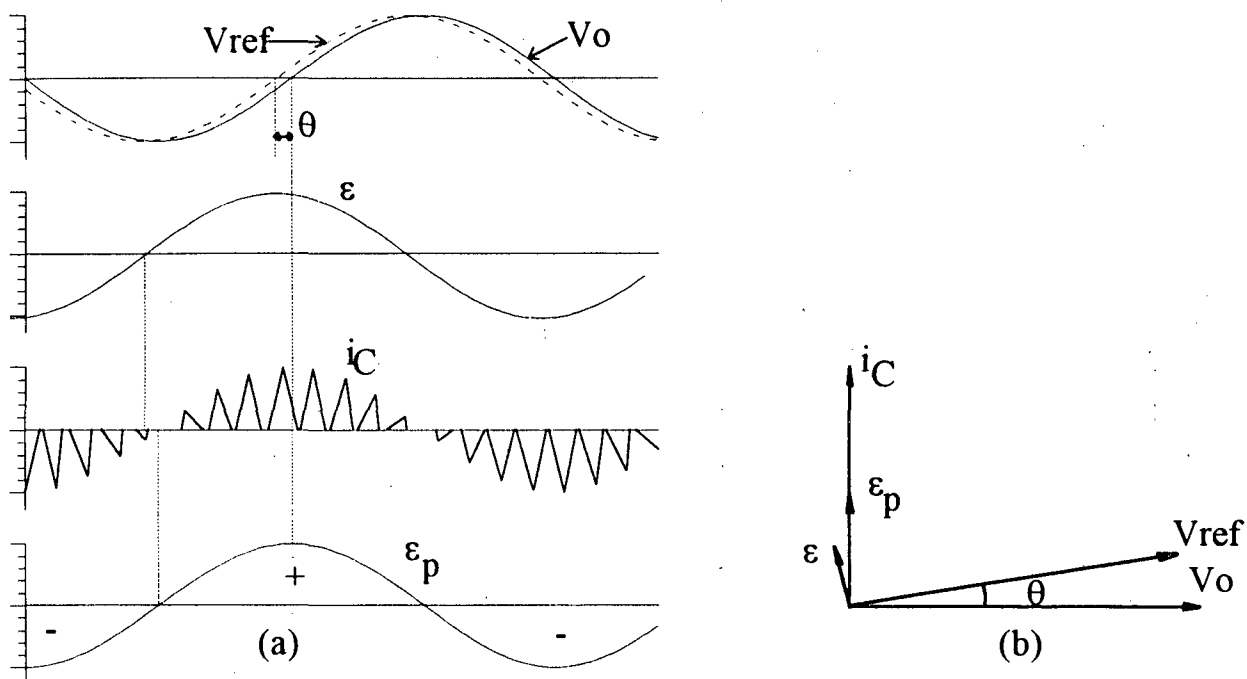


Fig. 3.7. Principais formas de onda (a) e diagrama fasorial (b).

3.4. SIMULAÇÃO

A fim de comprovar o princípio de funcionamento do conversor com o comando e o controle aqui propostos foi realizada uma simulação.

O circuito de controle e comando implementados na simulação opera como o descrito anteriormente e apresentados na figura 3.5.

Na simulação apresentada a seguir a frequência de chaveamento é de 100kHz, valor inicialmente adotado, e a fim de se obter um menor tempo de processamento aumentou-se a frequência do sinal desejado, neste caso a frequência está em 5kHz. Tal simulação foi realizada para o conversor sem transformador e para tensão de entrada de 48 Volts.

Na figura 3.8. são apresentadas as formas de onda de tensão de saída e corrente no indutor do conversor CC-CA operando com o controle e comando propostos.

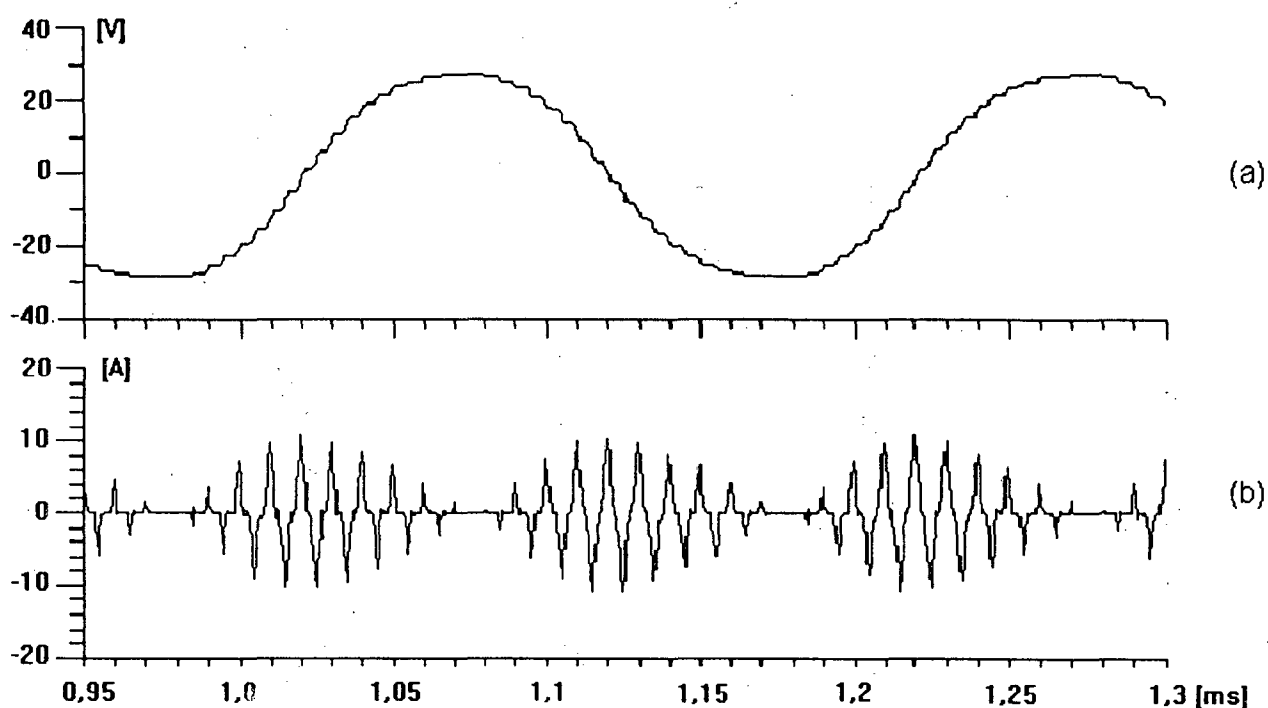


Fig. 3.8. Tensão de saída (a) e Corrente no indutor L (b).

Verifica-se que a corrente no indutor é descontínua indicando que as chaves do secundário são comutadas sob corrente nula e que é possível gerar-se uma onda senoidal com baixa distorção harmônica a partir da estratégia de controle e comando aqui apresentada.

3.5. CONCLUSÃO

No presente capítulo propôs-se uma estratégia de comando para o conversor CC-CA aqui estudado que transforma uma chave controlada do tipo transistor bipolar, IGBT ou MOSFET em uma chave com característica de tiristor com extrema simplicidade.

Propôs-se uma estratégia de controle simples e eficiente para tal conversor que elimina o uso de sensores de corrente, informação essa necessária para determinar-se qual o grupo de

chaves que deve conduzir. Salienta-se que até então, na bibliografia pesquisada, não encontrou-se estratégia que aliasse bons resultados à extrema simplicidade aqui apresentadas.

O princípio de funcionamento desta estratégia foi comprovado por simulação e apresentou bons resultados, fornecendo uma tensão senoidal na saída com baixa distorção.

CAPÍTULO 4

EXPERIMENTAÇÃO

4.1. INTRODUÇÃO

Com a análise e as indicações realizadas nos capítulos anteriores é possível projetar-se o conversor CC-CA apresentado.

Neste capítulo mostra-se o projeto e o dimensionamento dos elementos de um conversor CC-CA que opera com frequência de chaveamento de 30kHz, gera uma tensão senoidal de frequência 60Hz e deve alimentar uma carga de até 500W.

Os circuitos implementados tanto de potência quanto de comando e controle são apresentados, bem como as principais formas de onda obtidas na prática.

Finalmente comenta-se a respeito dos resultados experimentais obtidos.

4.2. EXEMPLO DE PROJETO

A seguir é apresentado o projeto do conversor CC-CA aqui estudado cujo os dados são os seguintes:

$$P_o = 500W$$

$$E_{min} = 105V_{cc}$$

$$E_{max} = 144V_{cc}$$

$$V_o = 220V_{ca} / 60Hz$$

$$f_s = 30kHz$$

Com as considerações de projeto apresentadas na seção 2.5. e com a equação (13) obtem-se:

$$L \leq \frac{E^2}{2 \cdot \pi \cdot f_s} \quad L \leq \frac{E^2}{2 \cdot \pi \cdot f_s \cdot P_{Omax}} \cdot \frac{\pi \cdot q \cdot (1 - q^2)}{4} \quad (60)$$

Sabe-se que para cargas resistivas P_{Omax} é igual ao dobro de P_o , então:

$$P_{Omax} = 2 \cdot P_o = 1000W \quad (61)$$

Adotando-se uma relação entre as tensões de entrada e saída refletida ao primário de 0,925 para que as chaves de saída sejam dimensionadas para uma tensão menor e considerando que há que se garantir o fluxo de potência mesmo com tensão mínima obtem-se:

$$L \leq \frac{(105)^2}{2 \cdot \pi \cdot 30000 \cdot 1000} \cdot \frac{\pi \cdot 0,925 \cdot (1 - 0,925^2)}{4}$$

$$L \leq 7,86 \mu H \quad (62)$$

A tensão de saída refletida ao primário é dada por:

$$V_{Oprim} = q \cdot E_{min} = 0,925 \cdot 105 = 97,2V \quad (63)$$

Para uma tensão de saída de 220Vca, cuja tensão de pico é de 311V, e a partir da equação (63) obtem-se a relação de espiras do transformador:

$$\frac{N1}{N2} = \frac{V_{Omax}}{V_{Oprim}} = \frac{311}{97,2} = 3,2 \quad (64)$$

onde: N1 é o número de espiras do enrolamento primário e N2 é o número de espiras do enrolamento secundário.

Com a relação de espiras e a equação (65) é possível escolher-se o núcleo do transformador:

$$AeAw = \frac{P_{in} \cdot 10^4}{kt \cdot ku \cdot kp \cdot J_{max} \cdot \Delta B_{max} \cdot 2 \cdot fs} [cm^4] \quad (65)$$

onde:

kt = fator de topologia = 0,577

ku = fator de utilização da janela do núcleo = 0,4

kp = fator de utilização do primário = 0,41

J_{max} = densidade de corrente máxima = 270A/cm²

ΔB_{max} = excursão da densidade de fluxo máxima = 0,15T

fs = frequência de chaveamento = 30kHz

P_{in} = Potência de entrada = 500W

Resolvendo-se a expressão obtém-se: $AeAw=21,71 \text{ cm}^4$

O núcleo que possui um $AeAw$ superior a este é o núcleo E-65/26, cujas características são:

$AeAw=22,01 \text{ cm}^4$

$Ae=5,06 \text{ cm}^2$

$Aw=4,35 \text{ cm}^2$

Para calcular o número de espiras do enrolamento primário faz-se uso da equação (66):

$$N1 = \frac{E_{min} \cdot 10^4}{2 \cdot Ae \cdot \Delta B_{max} \cdot fs} \quad (66)$$

$$N1 = \frac{105 \cdot 10^4}{2 \cdot 5,06 \cdot 0,15 \cdot 30000} = 23,05 \text{ esp}$$

adota-se: $N1=23$ espiras (67)

Com a relação de espiras obtida na equação (64) obtém-se:

$$N2 = 3,2 \cdot 23 = 73,6 \text{ esp}$$

adota-se: $N2=74$ espiras (68)

As correntes nos enrolamentos são calculadas da seguinte forma:

$$I2 = \frac{P_o \cdot 2 \cdot kt}{V_o} = \frac{500 \cdot 2 \cdot 0,577}{220} = 2,623 \text{ A} \quad (69)$$

$$I1 = \frac{P_o \cdot 2 \cdot kt}{E_{min}} = \frac{500 \cdot 2 \cdot 0,577}{105} = 5,495 \text{ A} \quad (70)$$

O fator de forma foi obtido a partir da relação entre a corrente de pico e a corrente eficaz de uma onda triangular.

A partir da densidade de corrente pode-se calcular a seção dos condutores:

$$S2 = \frac{I2}{J_{max}} = \frac{2,623}{270} = 0,01 \text{ cm}^2 \quad (71)$$

$$S1 = \frac{I1}{J_{max}} = \frac{5,495}{270} = 0,02 \text{ cm}^2 \quad (72)$$

Calcula-se então a profundidade de penetração da corrente com a equação (73):

$$\Delta = \frac{7,5}{\sqrt{fs}} = 0,04 \text{ cm} \quad (73)$$

E a partir da profundidade de penetração de corrente obtém-se o diâmetro máximo do condutor:

$$\Phi_{max} = 2 \cdot \Delta = 0,08 \text{ cm} \quad (74)$$

Portanto o condutor adotado é o de bitola 20AWG.

O número de condutores com bitola 20AWG em cada enrolamento é obtido a seguir:

$$n2 = \frac{S2}{S_{20AWG}} = \frac{0,01}{0,005176} = 2 \text{ fios} \quad (75)$$

$$n1 = \frac{S1}{S_{20AWG}} = \frac{0,02}{0,005176} = 4 \text{ fios} \quad (76)$$

Com a confecção do transformador e após alguns ensaios verificou-se que a dispersão total refletida ao enrolamento primário era de aproximadamente $3 \mu H$, portanto a indutância série que deveria ser acrescentado pode ser obtido a partir da diferença entre o valor obtido na equação (62) e o valor da dispersão total encontrada:

$$L_{acres} = 7,86 \mu H - 3 \mu H = 4,86 \mu H \quad (77)$$

Tal indutância foi adicionada ao circuito e refletida ao secundário a fim de minimizar os efeitos causados pelas capacitâncias parasitas do transformador e propiciar uma proteção com relação a curto-circuitos no secundário devido a falhas de chaveamento provocadas por ruídos. Refletindo-se esta indutância ao secundário tem-se:

$$L_{acres_{sec}} = 4,86 \mu H \cdot (3,2)^2 = 49,7 \mu H \quad (78)$$

A partir da equação (79) é possível escolher-se o núcleo do indutor.

$$AeAw = \frac{Lacres_{sec} \cdot I_p \cdot I_{ef}}{kw \cdot B_{max} \cdot J_{max}} = \frac{50 \mu H \cdot 9,1 \cdot 4,55}{0,6 \cdot 0,3 \cdot 270} = 0,42 cm^4 \quad (79)$$

O núcleo escolhido é o E-30/7 cujo as características são apresentadas abaixo:

$$AeAw = 0,48 cm^4$$

$$Ae = 0,6 cm^2$$

$$Aw = 0,8 cm^2$$

O número de espiras do indutor é obtido através da equação (80)

$$N_L = \frac{Lacres_{sec} \cdot I_p \cdot 10^4}{B \cdot Ae} = \frac{50 \mu H \cdot 9,1 \cdot 10^4}{0,3 \cdot 0,6} = 25,28 esp \quad (80)$$

$$\text{adota-se: } N_L = 25 \text{ espiras} \quad (81)$$

O entreferro é calculado segundo a equação (82):

$$lg = \frac{N^2 \cdot \mu_0 \cdot Ae \cdot 10^{-2}}{Lacres_{sec}} = \frac{25^2 \cdot 4 \cdot \pi \cdot 10^{-7} \cdot 0,6 \cdot 10^{-2}}{50 \cdot 10^{-6}} = 0,09 cm \quad (82)$$

$$\frac{lg}{2} = 0,045 cm \cong 0,5 mm \quad (83)$$

A bitola do fio e o número de condutores do enrolamento são os mesmos do enrolamento secundário do transformador pois neles circulam as mesmas correntes, portanto:

$$n_L = 2 \text{ fios } 20 \text{ AWG}$$

Para operar em condução descontínua, chaves do tipo IGBT, transistores bipolares ou outras chaves onde as perdas de condução sejam proporcionais a corrente média que nelas circulam são as mais indicadas pois apresentam uma característica linear de perdas em função

da corrente processada, tornando-se competitivas e atrativas com relação ao rendimento da estrutura.

As chaves semicondutoras do tipo MOSFET são bastante utilizadas devido à facilidade de comando, à operação em frequências elevadas e em circuitos onde a comutação se processa sob tensão nula há uma absorção da capacitância parasita de saída do MOSFET pelo circuito. Tais chaves não são muito indicadas para circuitos onde a comutação se processa sob corrente nula pois normalmente a capacitância de saída do MOSFET está carregada no momento da entrada em condução e a energia acumulada nesta capacitância é dissipada na chave.

Devido à disponibilidade de componentes optou-se pela utilização de chaves do tipo MOSFET na confecção do protótipo, apesar das considerações acima mencionadas. O fator preponderante no dimensionamento destas chaves foi a resistência de condução, a qual deve ser baixa para minimizar as perdas.

Na confecção do protótipo deste conversor CC-CA optou-se pela ponte completa no primário a fim de se operar com menores picos de corrente e saída com derivação central e com duas chaves bidirecionais para minimizar-se o número de chaves.

A partir da definição da topologia tem-se os seguintes esforços de tensão e corrente nas chaves do primário:

$$V_{Qmax} = E_{max} = 144V \quad (84)$$

$$I_{Qmed max} = \frac{P_o \cdot 2 \cdot D_{crPico}}{E_{min}} = \frac{500 \cdot 2 \cdot 0,963}{105} = 9,17A \quad (85)$$

$$\text{onde: } D_{crPico} = \frac{(1 + q_{max})}{2} = \frac{1 + 0,925}{2} = 0,963 \quad (86)$$

$$I_{Qpico} = \frac{4 \cdot P_o}{E_{min}} = \frac{4 \cdot 500}{105} = 19A \quad (87)$$

$$I_{QefMax} = I_{Opico} \cdot \sqrt{\frac{D_{crPico}}{3}} = 10,77 A \quad (88)$$

As chaves do secundário suportam os seguintes esforços de tensão e corrente:

$$V_{Tmax} = E_{max} \cdot \frac{N2}{N1} + V_{Opico} = 144.3,2 + 311 = 772V \quad (89)$$

$$I_{TmedMax} = \frac{P_o}{V_{Opico}} = \frac{500}{311} = 1,6 A \quad (90)$$

$$I_{TpicoMax} = 4 \cdot I_{TmedMax} = 6,4 A \quad (91)$$

$$I_{TefMax} = I_{TpicoMax} \cdot \sqrt{\frac{D_{Tmax}}{3}} = 6,4 \cdot \sqrt{\frac{0,5}{3}} = 2,6 A \quad (92)$$

onde: D_{Tmax} é a máxima razão cíclica das chaves do secundário.

Preocupando-se com o rendimento da estrutura buscou-se chaves que possuíam baixa resistência de condução. As chaves escolhidas foram as seguintes:

Chaves do primário: MTM45N15

$V_{ds}=150V$

$I_{dpk}=225A$

$I_d=45A$

$R_{dson}=0,06\Omega$ a $25^\circ C$

$C_{oss}=1500pF$

Diodo intrínseco: $t_{rr}=200ns$

Chaves do secundário: APT8075

$$V_{ds}=800V$$

$$I_d=13A$$

$$I_{dpk}=52A$$

$$R_{dson}=0,75\Omega \text{ a } 25^\circ C$$

$$C_{oss}=520pF$$

$$\text{Diodo intrínseco: } trr=1300ns$$

As chaves utilizadas no secundário apresentam um diodo intrínseco com tempo de recuperação muito elevado para tal aplicação. Optou-se então por inserir em série à chave um diodo rápido e modificar um pouco a configuração de saída. As principais características deste diodo são apresentadas abaixo:

$$\text{APT 30D60}$$

$$V_{dr}=600V$$

$$I_d=30A$$

$$trr=75ns$$

O capacitor de filtro de saída foi obtido estipulando-se uma ondulação máxima da tensão de saída para plena carga:

$$C = I_{Omax} \cdot \frac{\Delta t}{\Delta V_{Omax}} = 3,2 \cdot \frac{16,667 \mu s}{3,11} = 16 \mu F \quad (93)$$

onde: Δt é igual a meio período de chaveamento pois a corrente de saída do conversor possui uma frequência igual ao dobro da frequência de chaveamento, ΔV_{Omax} é a máxima ondulação da tensão de saída admitido cujo valor estipulou-se em 1% da tensão de pico de saída e I_{Omax} é a máxima corrente de saída.

Ressalta-se que este conversor requer na saída, para o perfeito funcionamento, um circuito equivalente a uma fonte de tensão. Portanto, caso opere-se com cargas puramente indutivas, deve-se cuidar para que a saída apresente sempre uma característica capacitiva. Tal requisito é atendido se a impedância capacitiva na frequência de chaveamento se apresentar menor do que a impedância indutiva nesta mesma frequência. Para cargas resistivas e não lineares não há problemas desta natureza quanto ao funcionamento correto do conversor.

Para o cálculo dos capacitores auxiliares C1 e C2 utilizou-se a equação (57), apresentada anteriormente:

$$C1 = C2 = \frac{I_C \cdot \Delta t_C}{2 \cdot E_{max}} = \frac{19.50ns}{2.144} \cong 3,3nF \quad (94)$$

Verificou-se na prática que havia necessidade de se ter mais corrente circulante pois ocorriam falhas nas comutações das chaves do primário. Ressalta-se que no protótipo implementado a tensão de entrada não pode ser elevada pois as chaves utilizadas não suportariam tais níveis de tensão e portanto a indutância foi reduzida pois a tensão de entrada era menor e a corrente refletida e corrente mínima de comutação maiores.

A fim de se aumentar o nível de corrente reativa circulante no primário utilizou-se um indutor auxiliar de comutação que foi obtido a partir da seguinte relação:

$$L_{aux} = \frac{E_{min}}{4 \cdot fs \cdot I_{Cmin}} = \frac{105}{4.30000.1,9} = 461\mu H \quad (95)$$

onde: I_{Cmin} é a corrente mínima de comutação cujo valor estipulado é 10% da corrente de pico.

O circuito de potência implementado é apresentado na figura 4.1.

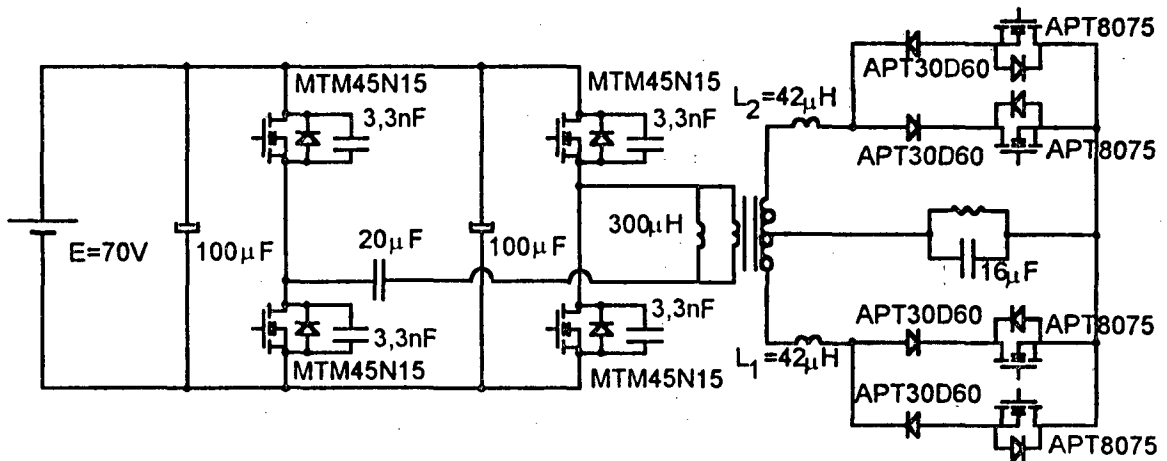


Fig. 4.1. Circuito implementado.

Os circuitos de comando e controle implementados realizam as funções apresentadas no diagrama em blocos da figura 3.4. e são apresentados a seguir:

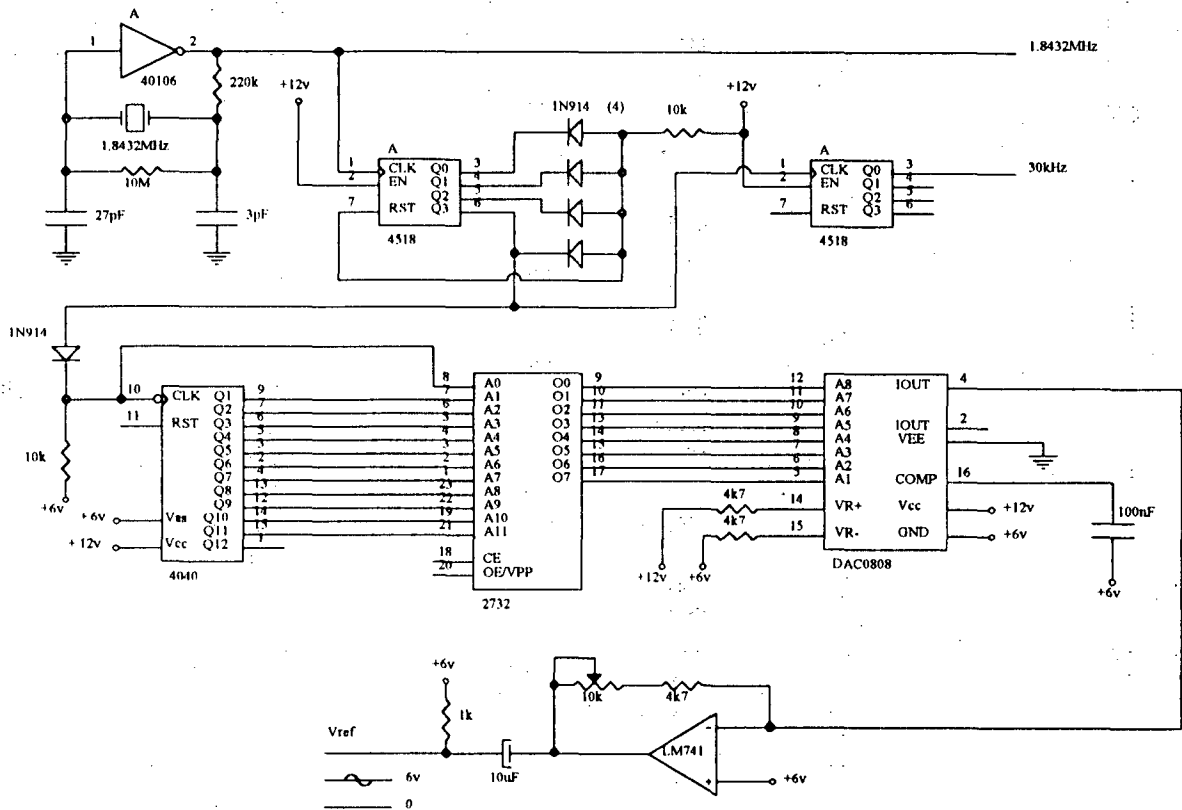


Fig. 4.2. Circuito gerador da senóide de referência e da frequência de comutação.

Na figura 4.2. é apresentado o circuito gerador da senóide de referência e da frequência de comutação. Este circuito é responsável pela geração de um sinal senoidal com baixa distorção e com frequência fixa que servirá como referência de tensão. Isto é obtido gravando-se um padrão senoidal numa memória do tipo EPROM e a partir de um circuito oscilador de frequência constante, de divisores de frequência adequados e de um conversor digital analógico obtém-se a senóide de referência.

A partir de um sinal digital intermediário são obtidos os comandos das chaves do primário e um sincronismo para a onda triangular do circuito PWM. Desta forma obtém-se uma frequência de chaveamento constante e sincronizada com a senóide de referência.

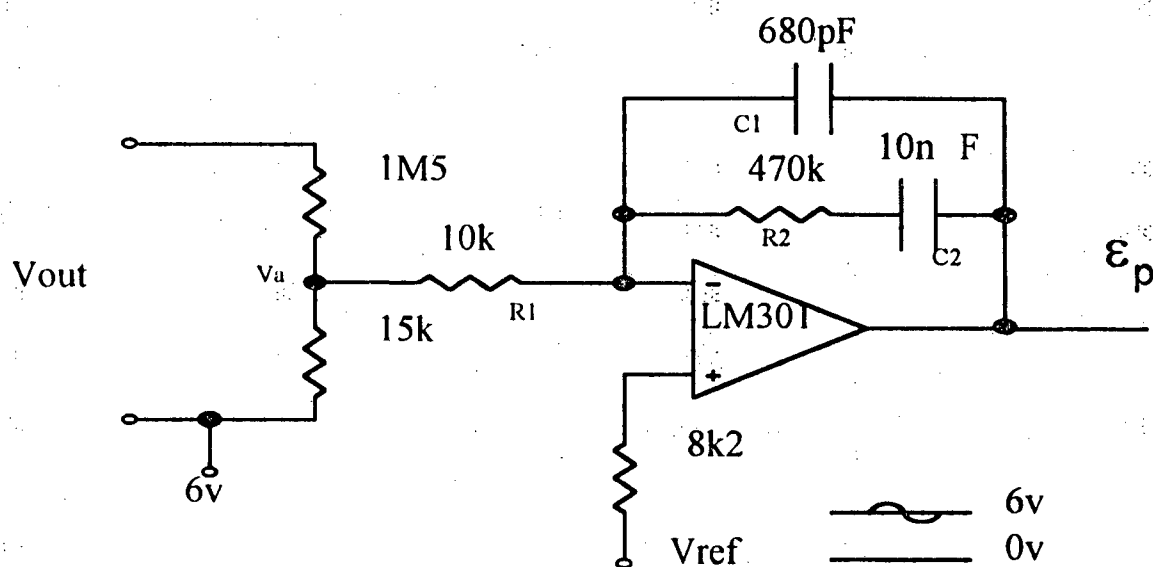


Fig. 4.3. Compensador.

O bloco compensador é apresentado na figura 4.3., este circuito faz uma comparação entre o sinal de referência e o sinal de saída e gera um sinal de erro já processado pelo compensador.

O compensador mostrado na figura 4.3. apresenta dois polos e um zero na função de transferência, como apresentado na equação (95).

$$\frac{\varepsilon_p}{V_a} = - \frac{s + \frac{1}{R2.C2}}{s.R1.C1.(s + \frac{C1+C2}{R2.C1.C2})} \quad (95)$$

Os polos e zeros estão situados nas seguintes frequências:

$$f_{POLO1} = 0 \quad (96)$$

$$f_{POLO2} = \frac{C1+C2}{2.\pi.R2.C1.C2} \quad (97)$$

$$f_{ZERO1} = \frac{1}{2.\pi.R2.C2} \quad (98)$$

Tal compensador apresenta o seguinte gráfico de módulo do diagrama de Bode, apresentado na figura 4.4.

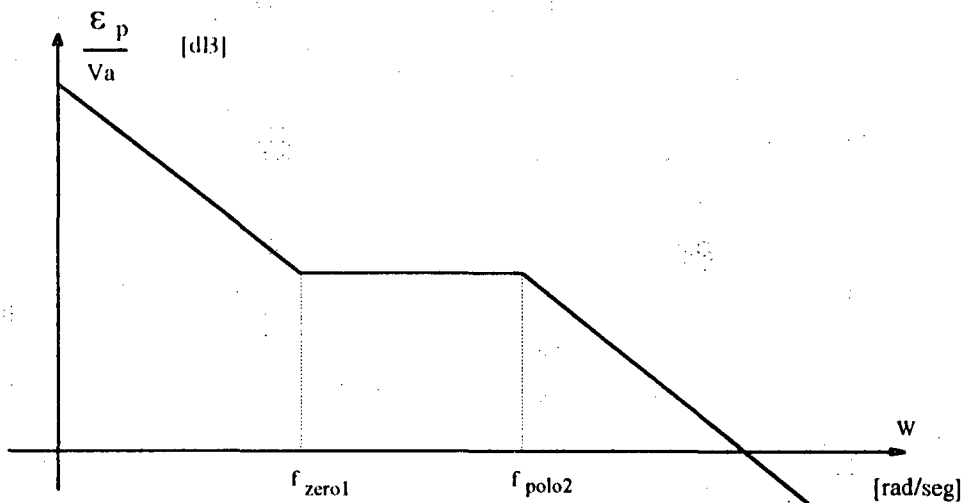


Fig. 4.4. Gráfico de módulo do diagrama de Bode do compensador apresentado.

A partir deste diagrama, o projeto do compensador seguiu na seguinte direção:

a) a frequência do sinal de 60Hz que se queria gerar deve ter um ganho elevado a fim de minimizar o erro e as distorções;

b) as ondulações de tensão na onda de saída, cuja frequência é o dobro da frequência de chaveamento, não deve ser percebida pelo compensador, a fim de se tratar o sistema como um sistema contínuo, portanto deve ser bastante atenuada e;

c) o compensador deve apresentar um bom ganho para as frequências intermediárias, entre a frequência que se quer gerar e a da ondulação do sinal de saída, a fim de responder satisfatoriamente com cargas não lineares que apresentam harmônicas de ordem superior ao sinal gerado.

Com estas considerações o compensador foi inicialmente projetado com uma frequência do zero em 3kHz e a do segundo polo em 10kHz e, a partir de simulações com o conversor completo e seus circuitos de controle e comando, ajustou-se o compensador a fim de se obter uma boa resposta sem comprometer o funcionamento da estrutura no que diz respeito a comutações com corrente nas chaves do cicloconversor.

O bloco gerador de sinal PWM é apresentado na figura 4.5. Este circuito gera um sinal PWM a partir do sinal de erro proveniente do compensador. O sinal PWM é obtido a partir da comparação entre o módulo do erro processado e uma onda triangular. A polaridade do sinal de erro, que define qual grupo deve conduzir, não é observada neste bloco, mas sim o módulo do erro processado, sendo que este indicará qual a razão cíclica de trabalho.

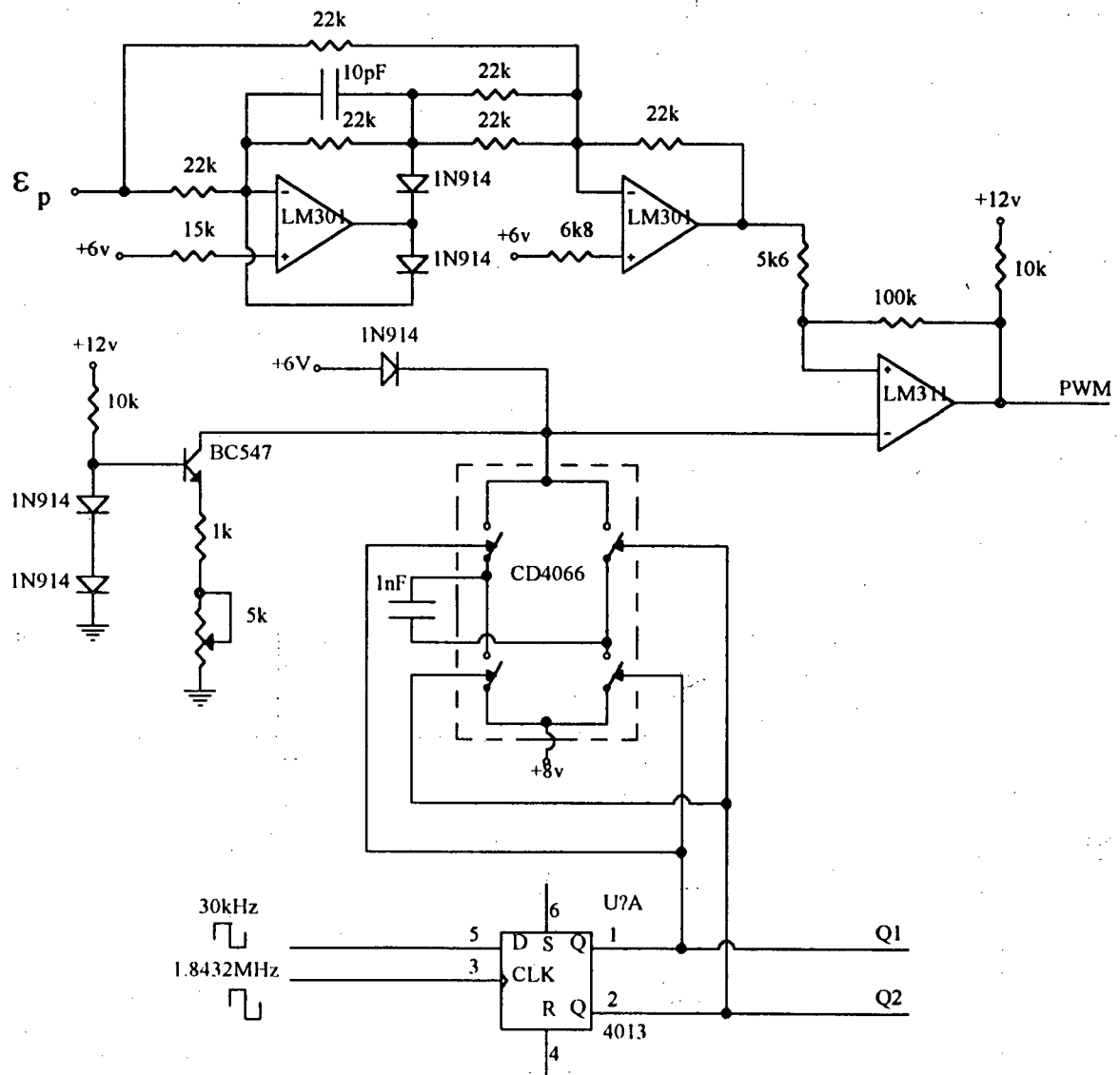


Fig. 4.5. Circuito PWM.

O bloco lógica de saída é apresentado na figura 4.6; este circuito é responsável pela definição de qual grupo de chaves do secundário deve conduzir e pelo comando adequado destas chaves, expandindo os pulsos a fim de que chaves comandadas operem como tiristores.

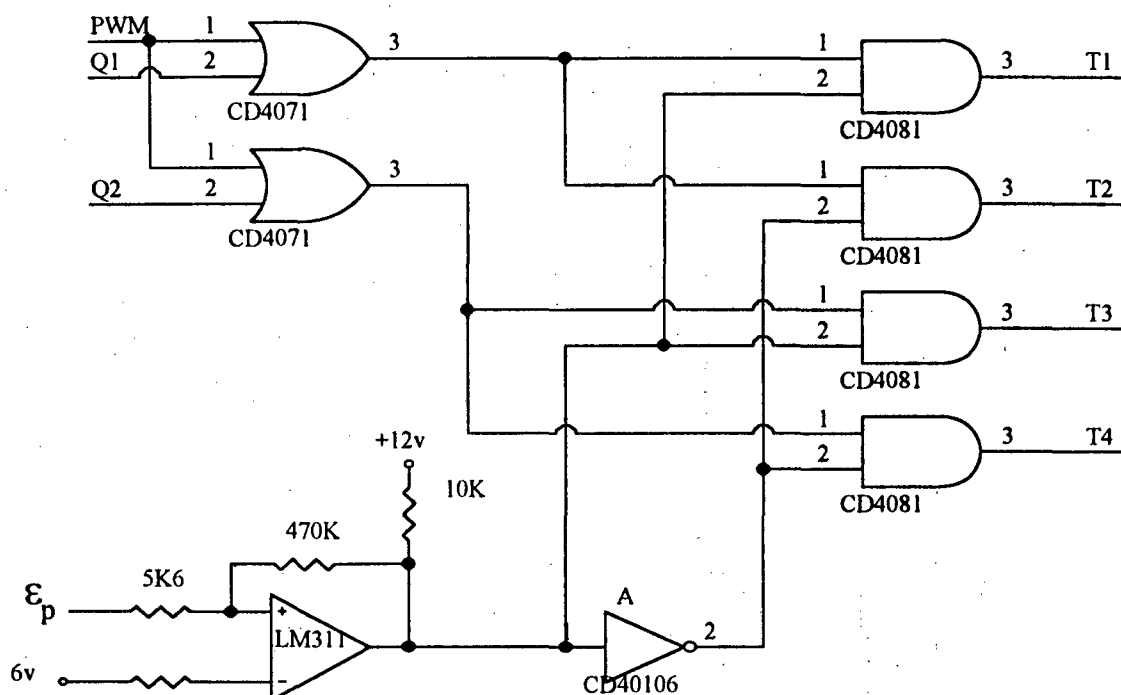


Fig. 4.6. Lógica de saída.

A definição de qual grupo de chaves deve conduzir depende da polaridade do sinal do erro que é obtida através de um comparador. Há ainda que definir-se, dentro do grupo que se quer comandar, qual a chave a ser comandada, cuja decisão é função de qual chave do primário está habilitada a conduzir, como apresentado na figura 2.2.b.

A figura 4.7 apresenta o circuito de comando das chaves do primário que comutam com tensão nula. Optou-se pela utilização de um comando que tornasse a chave um tiristor dual a fim de se aumentar a confiabilidade do comando e sistema.

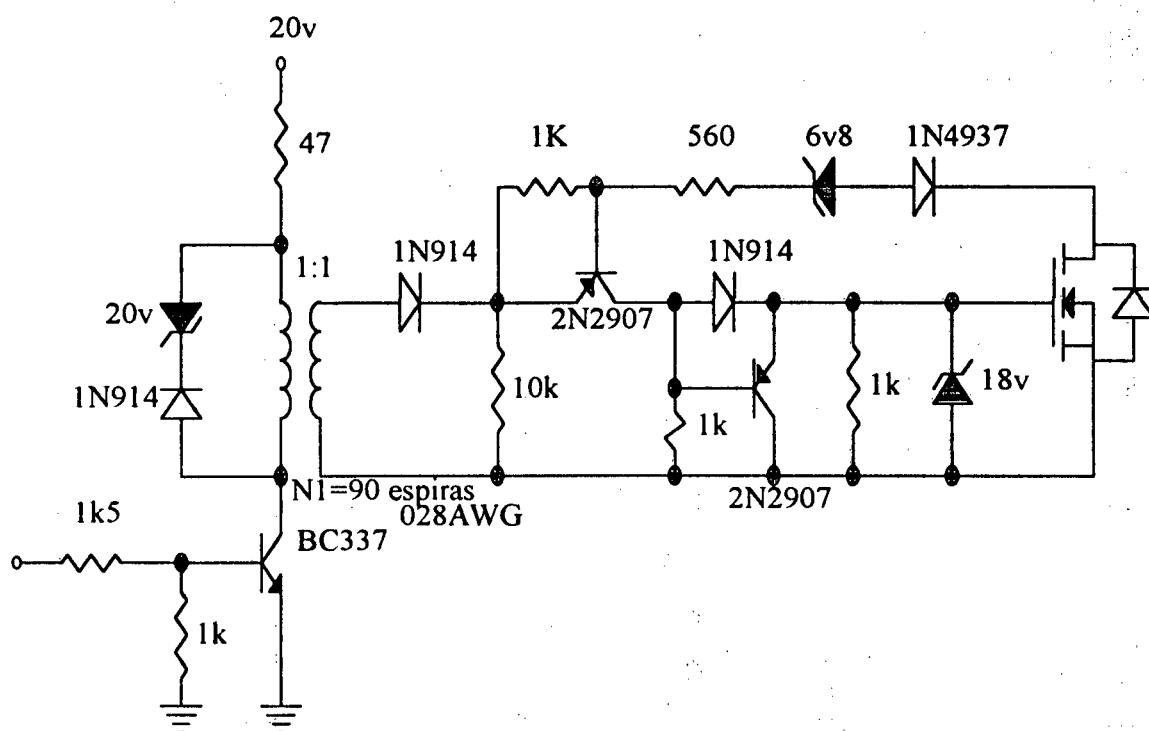


Fig. 4.7. Circuito de comando das chaves do conversor primário (Tiristor Dual).

A inclusão de um diodo zener no ramo que amostra a tensão de dreno do MOSFET tem a finalidade de se obter um limiar de condução do tiristor dual mais abrupto, visto que o transistor amostrador está polarizado praticamente na região de saturação e a tensão de condução do tiristor dual será definida através da diferença entre a tensão do secundário do transformador de pulso e as quedas de tensão, que são bem definidas.

Na figura 4.8. é apresentado o circuito de comando das chaves do secundário, que comutam sob corrente nula, onde houve a necessidade de se garantir o bloqueio das chaves, a partir da aplicação de tensão negativa no gate dos MOSFET's, evitando disparos indesejados provocados por ruídos ou dV/dt 's elevados.

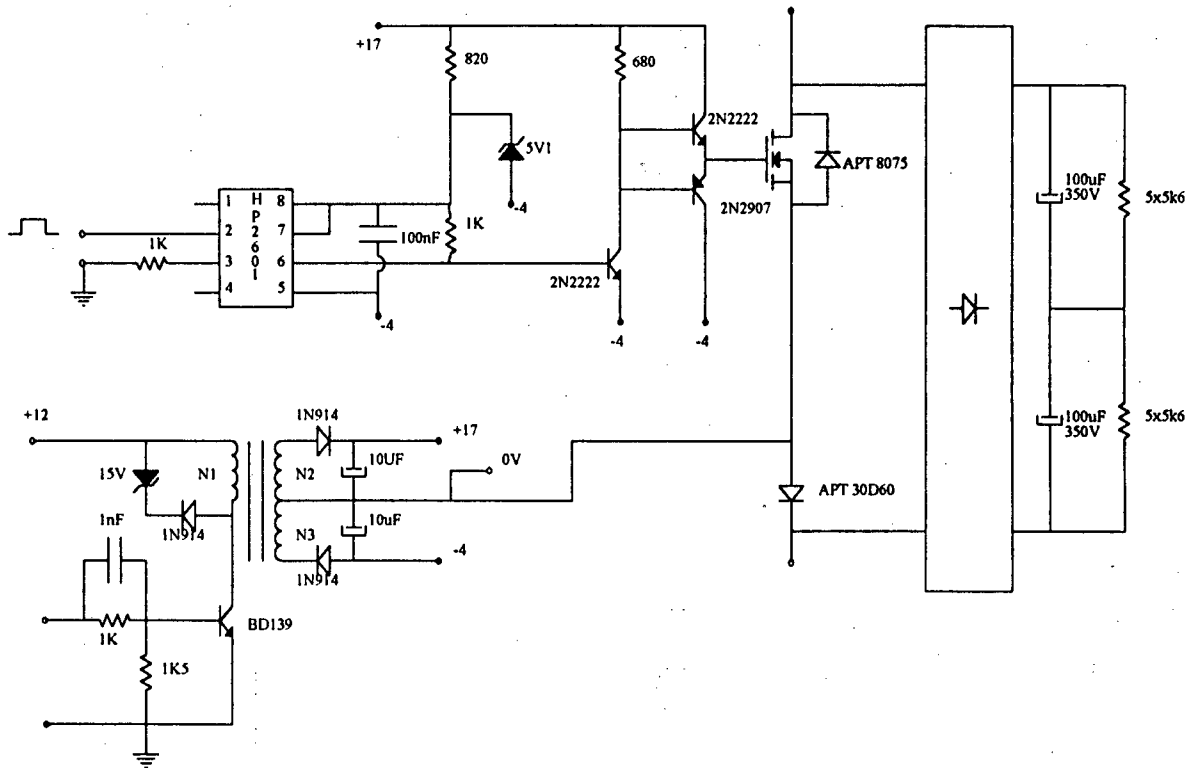
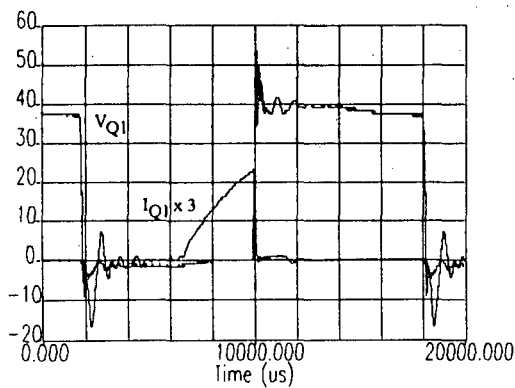


Fig. 4.8. Circuito de comando das chaves do secundário.

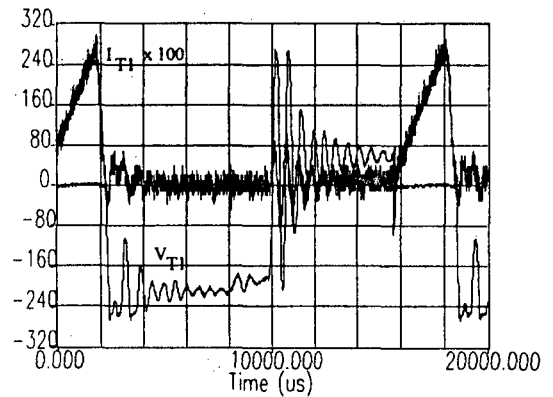
Foi necessária a inclusão de um circuito grampeador de tensão devido às recuperações dos diodos e às oscilações entre as indutâncias do circuito e as capacitâncias parasitas dos MOSFET's utilizados. Tal grampeador atua também quando o bloqueio das chaves do cicloconversor não se processa sob corrente nula, limitando as sobretensões nas chaves durante algum tempo.

A seguir são apresentadas as principais formas de onda obtidas em laboratório. Ressalta-se que o protótipo não operou com tensão de entrada nominal pois as chaves utilizadas no secundário não suportavam tensões maiores.

Tais formas de onda comprovam o princípio de funcionamento do conversor, controle e comando propostos e implementados.



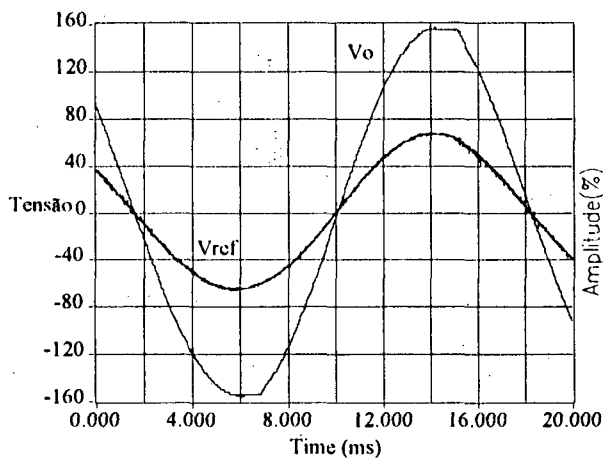
(a)



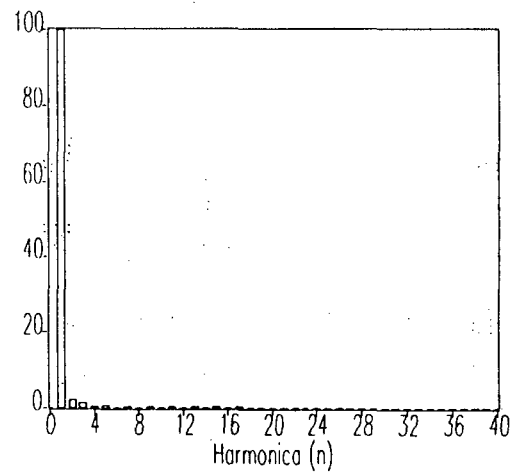
(b)

Fig. 4.9. Tensão e corrente nas chaves do conversor primário (a) e tensão e corrente na chaves do cicloconversor (b).

A partir da análise da figura 4.9. observa-se que as chaves do primário comutam sob tensão nula e as chaves do secundário comutam sob corrente nula.



(a)



(b)

Fig. 4.10. Tensão de referência e tensão de saída à vazio (a) e análise harmônica da tensão de saída (b).

A tensão de referência apresentou uma TDH de aproximadamente 2,1% e a tensão de saída neste caso apresentou uma TDH de 2,7%.

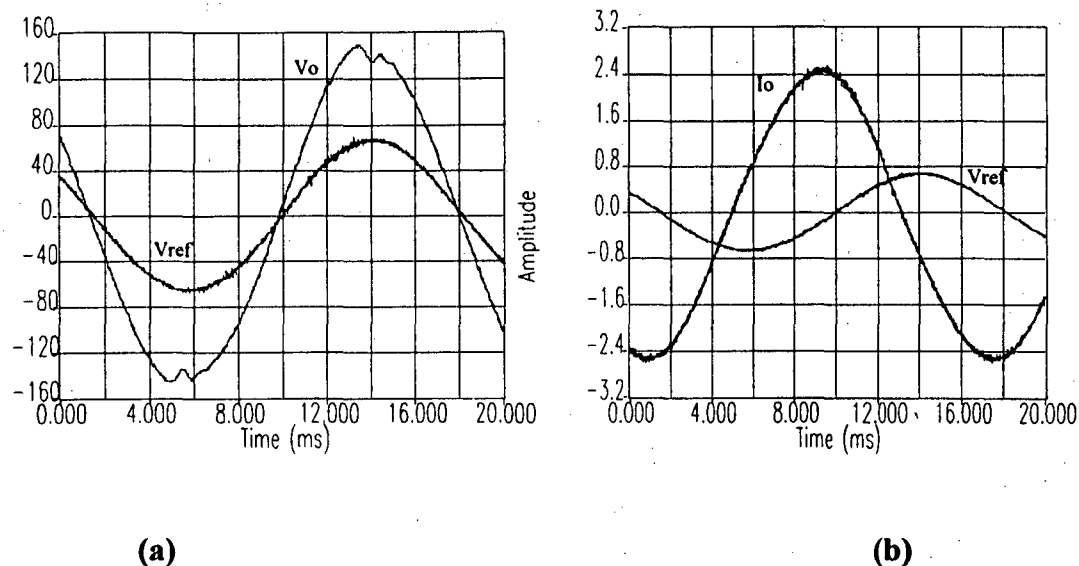


Fig. 4.11.a. Tensão de referência e de saída (a) e corrente de saída (b) para aproximadamente 200VA carga indutiva.

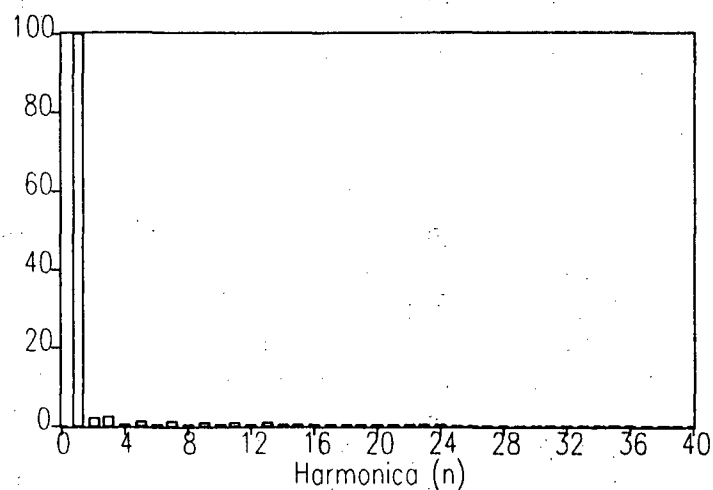
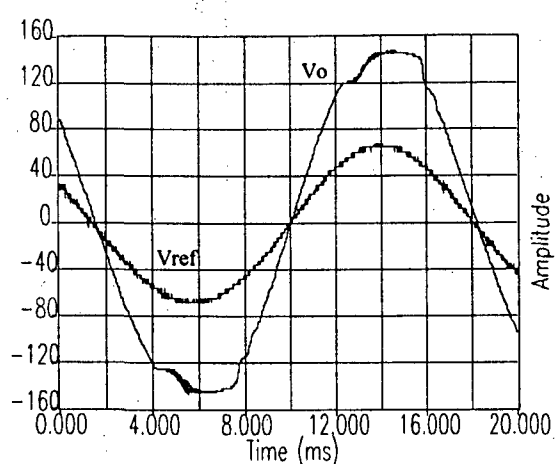
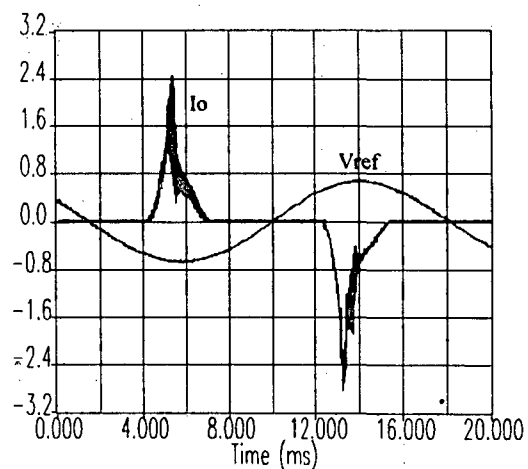


Fig. 4.11.b. Análise harmônica da tensão de saída para carga indutiva, TDH=3,9%

Verifica-se que houve um aumento significativo na segunda harmônica e na taxa de distorção harmônica total, tal distorção é causada pela característica indutiva da carga associada às características do compensador e conversor.



(a)



(b)

Fig. 4.12.a. Tensão de referência e de saída (a) e corrente de saída (b) para 180W de carga não linear.

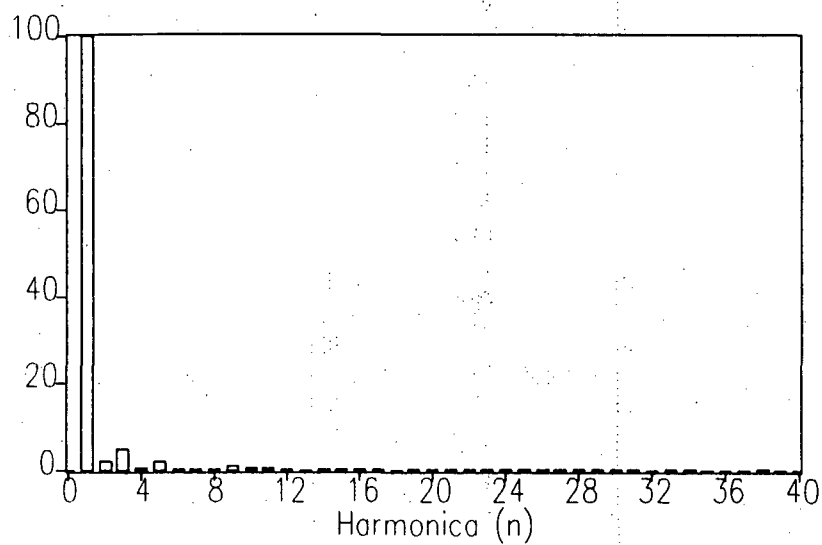


Fig. 4.12.b. Análise harmônica da tensão de saída para carga não linear.

Devido a carga não linear a tensão de saída apresentou um aumento da terceira harmônica e a taxa de distorção harmônica total ficou em 5,7%.

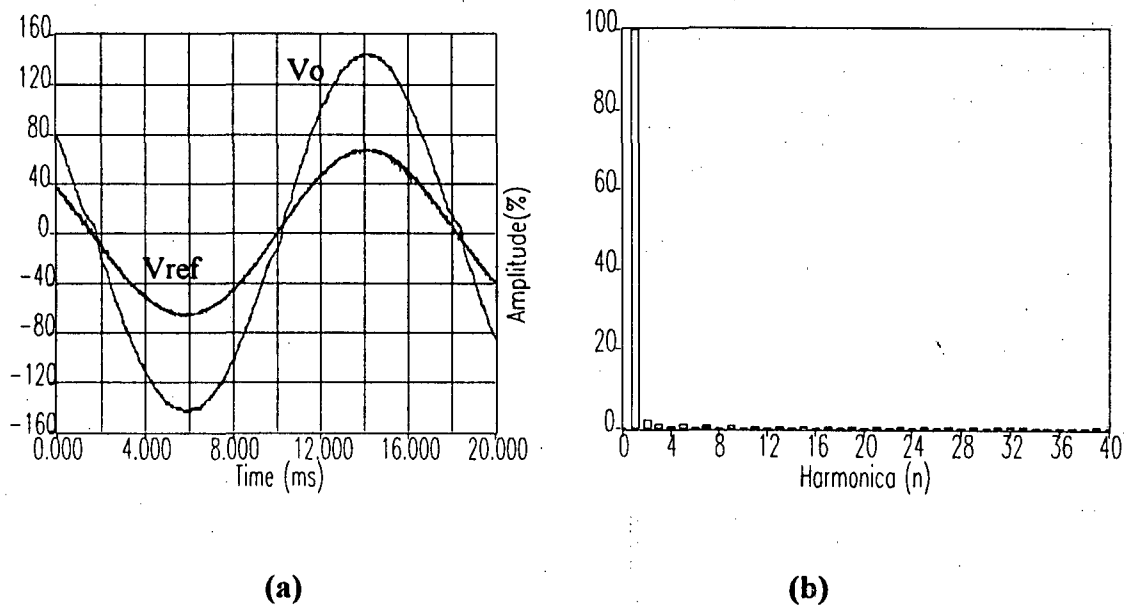


Fig. 4.13. Tensão de referência e de saída para carga resistiva de 250W (a) e análise harmônica da tensão de saída (b), TDH=4,3%.

Observa-se que a taxa de distorção harmônica total cresce com o incremento da potência absorvida na carga. Tal aumento é atribuído à estratégia de controle que necessita gerar um erro para definir corretamente qual o grupo de chaves do cicloconversor conduz e este erro é tanto maior quanto maior for a corrente de carga.

Ressalta-se que em todos os ensaios a tensão de referência apresenta uma taxa de distorção harmônica total de 2,1%, o que contribui para a obtenção de uma tensão de saída distorcida.

Na figura 4.14, é apresentada a curva de rendimento do conversor. Verifica-se que ela se aproxima a uma parábola cujo pico está em torno de 73%. Esta característica deve-se ao fato de que à vazio as perdas devido as correntes reativas que circulam no primário são significativas, baixando o rendimento, e a medida que a potência de saída aumenta linearmente as perdas em condução nas chaves aumentam de forma exponencial.

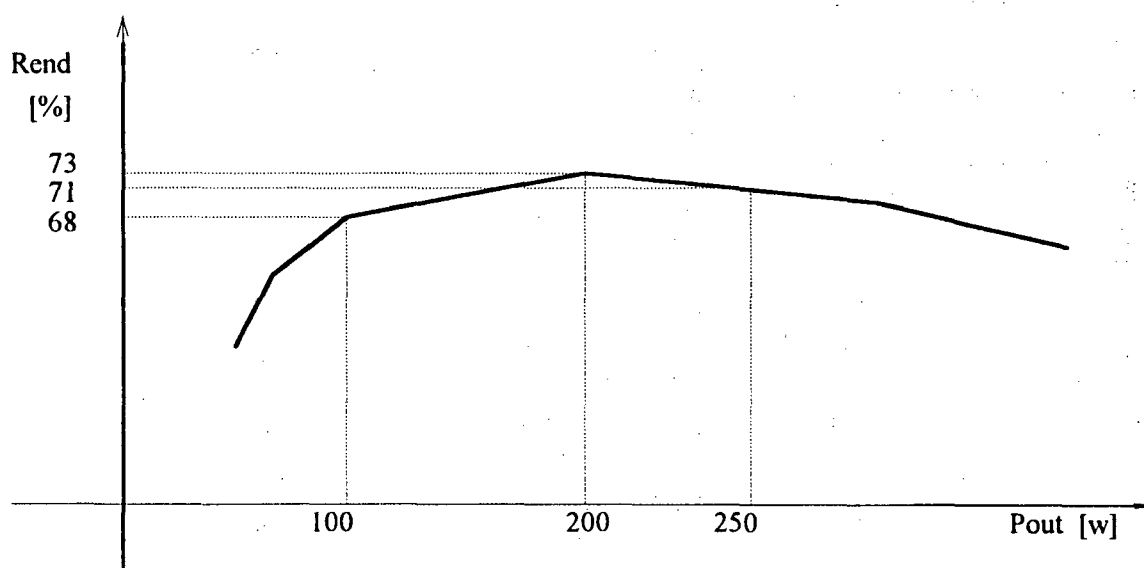


Fig. 4.14. Curva de rendimento.

4.3. CONCLUSÃO

Um exemplo de projeto foi apresentado, o qual baseou-se na análise e indicações presentes neste trabalho. Tal protótipo foi implementado em laboratório e comprovou o princípio de funcionamento do conversor, controle e comando propostos.

Há que se considerar que o conversor com dois indutores no secundário pode operar com correntes maiores, aumentando a energia transferida, visto que um circuito já não impõe mais uma razão cíclica máxima no outro circuito. No protótipo testado tal situação não se verificou.

O controle proposto mostrou-se extremamente interessante pois apresentou uma boa resposta e sua implementação revelou-se bastante simples, aliado ao fato de não ser necessária a monitoração de corrente em elemento algum do conversor.

O comando das chaves do secundário, que comutam sob corrente nula, também apresentou-se como uma solução bastante simples e com excelentes resultados.

A distorção observada na onda de saída deve-se ao tipo de controle implementado que necessita de um erro para definir que grupo de chaves do secundário serão comandadas e qual será a largura de pulso que irão operar. Um fator que contribui para a distorção é a característica não linear do ganho de corrente do conversor e principalmente o fato de que a senóide de referência obtida apresentou uma taxa de distorção harmônica total em torno de 2,1%.

Apesar da distorção do sinal de referência, o sinal de saída poderia apresentar uma taxa de distorção harmônica menor se o ganho do compensador fosse maior. Tal teste foi realizado mas não foi possível operar-se com ganhos maiores pois ocorriam comutações dissipativas no cicloconversor.

O rendimento da estrutura apresentou-se satisfatório e não foi mais elevado devido aos componentes utilizados, ponto de operação e característica do conversor de operar sempre em condução descontínua.

CAPÍTULO 5

TOPOLOGIAS E APLICAÇÕES

5.1 INTRODUÇÃO

Durante o estudo realizado verificou-se que o conversor CC-CA apresentado é uma variação topológica de uma família de conversores com características semelhantes e que o princípio de funcionamento deste conversor poderia ser estendido a outros conversores e outras aplicações.

Neste intuito apresenta-se a seguir algumas variações topológicas do conversor estudado, aplica-se os princípios da dualidade nestas estruturas e obtem-se novos conversores com características duais ainda inexplorados e por fim mostra-se aplicações do conversor básico estudado que podem ser estendidas aos conversores duais.

5.2. CONVERSORES

Já nos capítulos anteriores apresenta-se três topologias diferentes de conversores com características idênticas: o conversor proposto e estudado (Fig. 2.1.), o circuito de potência (Fig. 3.1.) e o circuito implementado (Fig. 4.1.). Observa-se que o conversor CC-CA de alta frequência, ou seja, o conversor primário pode ser em ponte completa ou em meia ponte, que o cicloconversor pode ser em ponte completa ou com duas chaves bidirecionais e um transformador com ponto central e que o indutor "L" pode estar no primário ou no secundário do transformador.

A partir destas observações apresenta-se na figura 5.1. algumas topologias de conversores primários que podem ser utilizadas. Nos casos apresentados optou-se pelo indutor no secundário do transformador mas nada impede que este seja refletido ao primário.

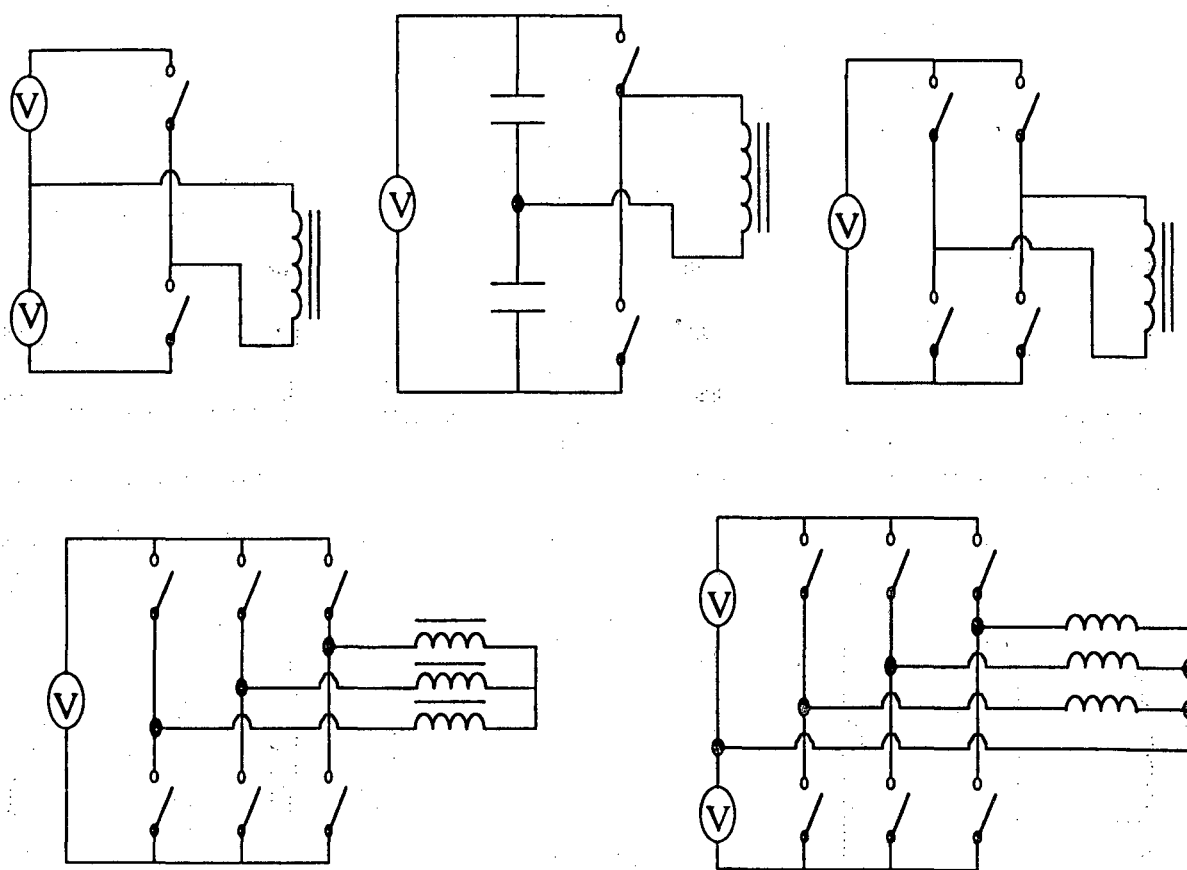


Fig.5.1. Topologias de conversores primários.

O conversor primário é o que opera com as chaves comutando sob tensão nula. Os circuitos auxiliares não foram apresentados mas devem ser adicionados aos conversores apresentados, os capacitores de auxílio à comutação em paralelo às chaves e o indutor auxiliar em paralelo ao transformador.

Os circuitos foram apresentados com uma fonte de tensão "V" e chaves ideais pois é possível a operação destes conversores com tensões alternadas desde que as chaves sejam bidirecionais em tensão e corrente.

A seguir, são apresentados na figura 5.2., os conversores de saída ou conversores do secundário que foram anteriormente tratados como cicloconversores. Como mencionado anteriormente o indutor "L" foi refletido ao secundário e as chaves destes conversores operam com comutação sob corrente nula.

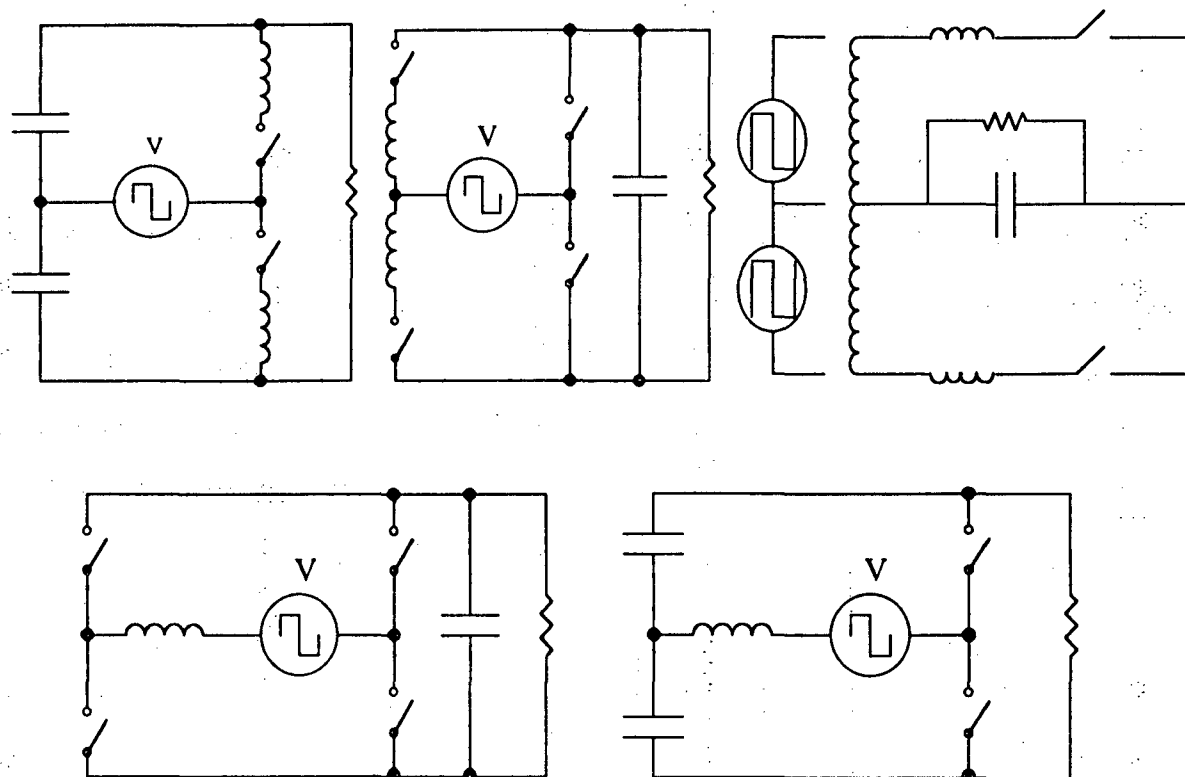


Fig. 5.2. Topologias de conversores do secundário.

Representou-se a saída do transformador como uma fonte de tensão alternada "V" que apresenta uma forma de onda retangular de alta frequência para facilitar o entendimento do circuito.

Verifica-se que o conversor estudado apresenta uma simetria, ou seja, tem-se uma fonte de tensão na entrada e outra na saída separados por um estágio de alta frequência onde há uma impedância. Devido a esta característica e com a possibilidade de se operar com fluxo de potência reverso apresenta-se na figura 5.3. um conversor simétrico ao estudado, cujas chaves

do primário comutam sob corrente nula (ZCS) e as chaves do secundário comutam sob tensão nula (ZVS).

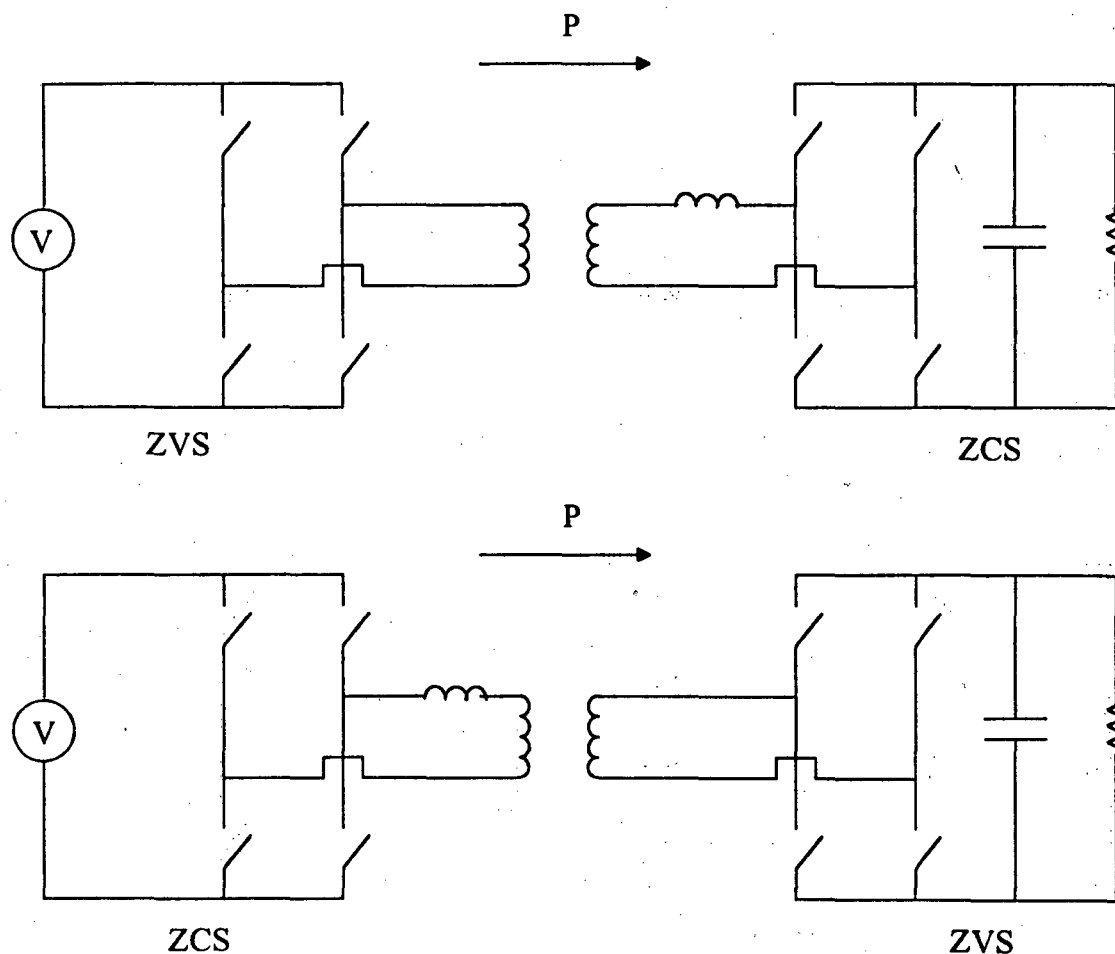


Fig. 5.3. Conversores simétricos.

A partir desta simetria pode-se afirmar que as topologias indicadas para o primário podem ser aplicadas no secundário e vice-versa desde que o indutor esteja corretamente inserido no circuito, em série com o transformador, e as chaves sejam adequadamente comandadas a fim de propiciar comutações suaves.

A fim de se obter um fluxo de potência maior entre a entrada e a saída e minimizar os efeitos dos elementos parasitas do transformador, motivo pelo qual é inserido o indutor, indutores saturáveis podem ser utilizados em todas as topologias. Neste caso há que se cuidar

quanto ao controle pois a presença de um elemento não linear traz algumas alterações na característica de saída do conversor.

Tal modificação pode ser estendida aos conversores duais, que serão apresentados a seguir, utilizando-se uma capacitância não linear.

Como mencionado acima foram obtidos alguns novos conversores aplicando-se os princípios da dualidade. A figura 5.4 apresenta algumas topologias de conversores primários.

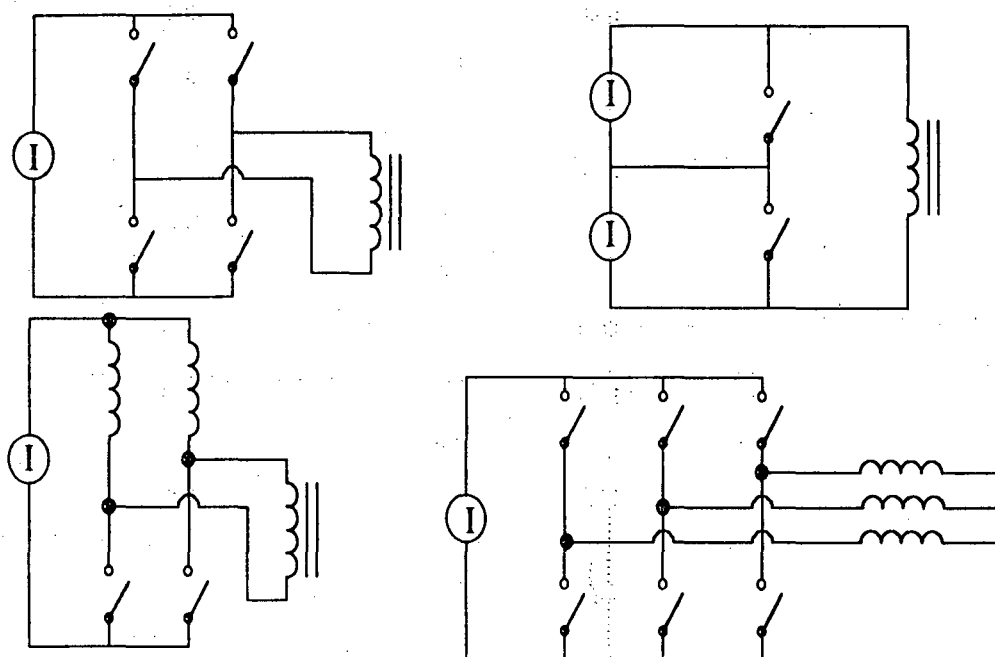


Fig. 5.4. Conversores primários dualizados.

Sabe-se que as características destes conversores são duais aos conversores de origem, portanto espera-se que tais conversores apresentem limitação de potência transferida em função do valor do capacitor e que sejam indicados para operar com baixas tensões.

Os elementos de auxílio à comutação são obtidos por dualidade; para as chaves do primário que comutam sob corrente nula, deve-se inserir um indutor em série e para aumentar a energia nas comutações, um capacitor deve ser inserido em série com o transformador.

O transformador, neste caso, é um transformador de corrente e portanto, por analogia, apresentou-se na figura 5.5. os conversores secundários com uma fonte de corrente cuja forma de onda é retangular e de alta frequência.

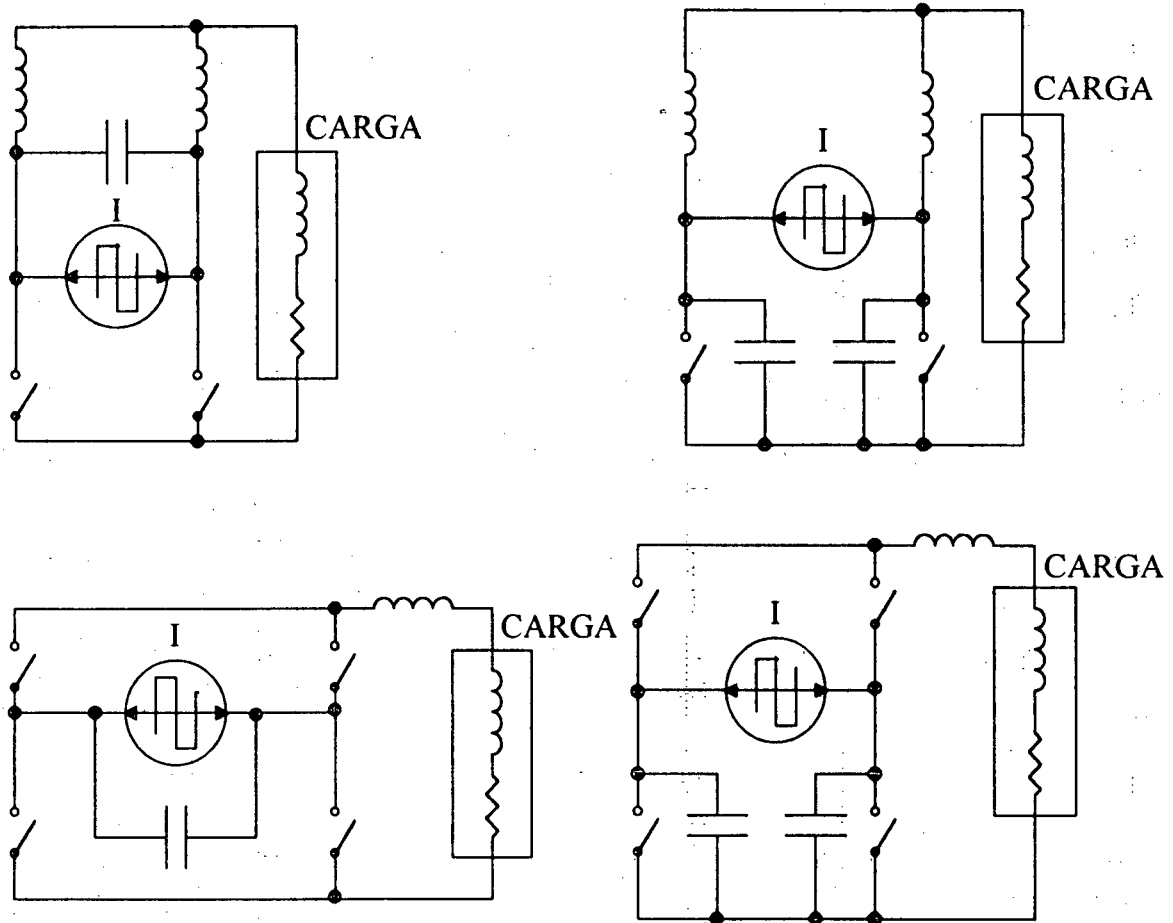


Fig. 5.5. Circuitos secundários dualizados.

Novamente as fontes de corrente de entrada e saída podem ser contínuas ou alternadas, desde que hajam chaves bidirecionais e comandos adequados para o correto funcionamento da estrutura.

Sabe-se que a estrutura proposta admite inúmeras variações e que ela pode ser implementada com um número menor de chaves como mostrado na figura 5.6. Tal estrutura não foi explorada pois as correntes nas chaves são elevadas.

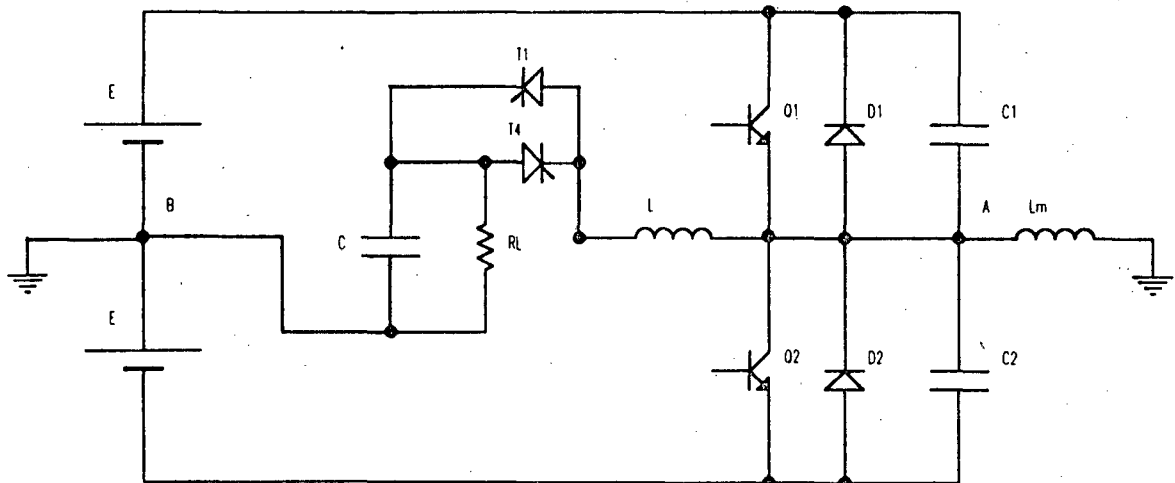


Fig. 5.6. Circuito proposto com número reduzido de chaves.

Esta estrutura também pode ser dualizada ou transformada de maneira idêntica ao que foi realizado com o conversor proposto.

Analisando-se as topologias verifica-se que os conversores primários que apresentam tensões com três níveis, multiníveis ou mesmo senoidais poderiam ser utilizados da mesma forma que os conversores primários apresentados.

Seguindo este raciocínio verifica-se que os conversores apresentados podem ser encarados como sendo conversores que geram uma onda retangular com dois níveis (ou multinível) de alta frequência, possibilitando assim a transferência de energia através de um transformador de alta frequência, modulada ou não por um sinal de baixa frequência, que será aplicado a um cicloconversor cujo comando correto fará com que se obtenha a resposta desejada e as comutações sob corrente nula.

5.3. APLICAÇÕES

A partir da estrutura básica apresentada na figura 2.1. observou-se que é possível utilizar-se este conversor para outros fins.

A primeira sugestão de aplicação é a de um conversor idêntico ao implementado mas com menos chaves controladas, o que acarretaria num comando mais elaborado para as chaves do cicloconversor. Este circuito é apresentado na figura 5.7.

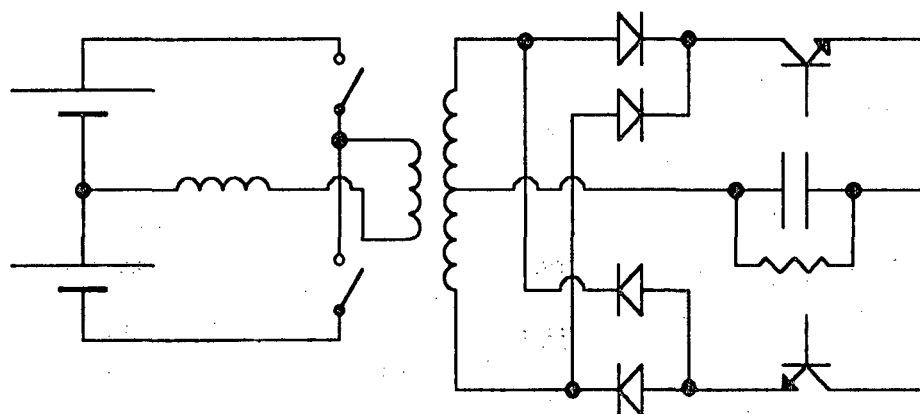


Fig. 5.7. Circuito proposto com quatro chaves controladas.

Este conversor é bidirecional em potência e portanto pode-se obter um conversor CA-CC com alto fator de potência a partir do circuito apresentado na figura 5.8., desde que as chaves sejam corretamente comandadas.

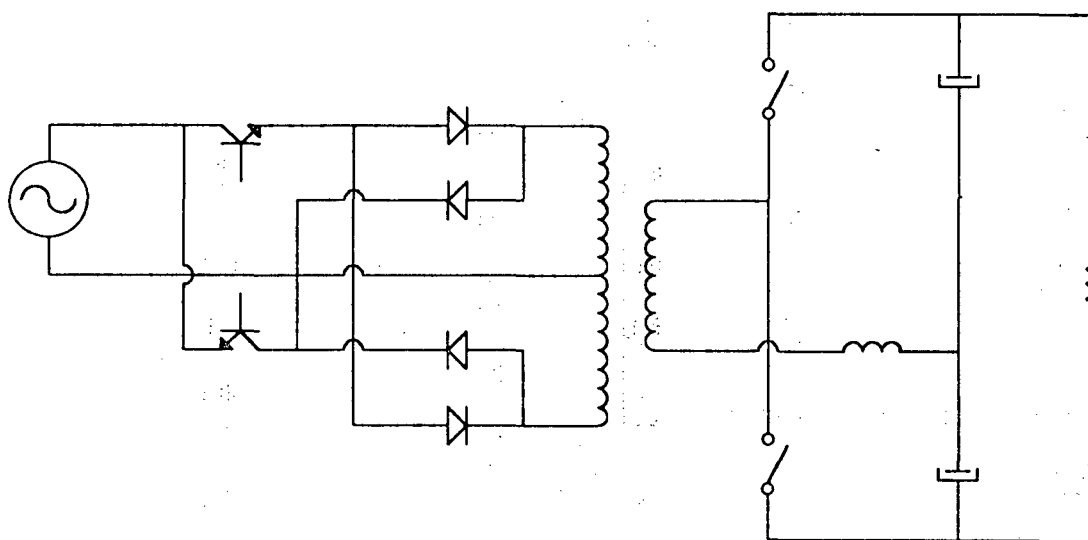


Fig. 5.8. Conversor CA-CC / ZCS-ZVS.

Para se obter um conversor CA-CC com outra configuração pode-se retificar a tensão de entrada e aplicá-la ao conversor proposto como mostra a figura 5.9.

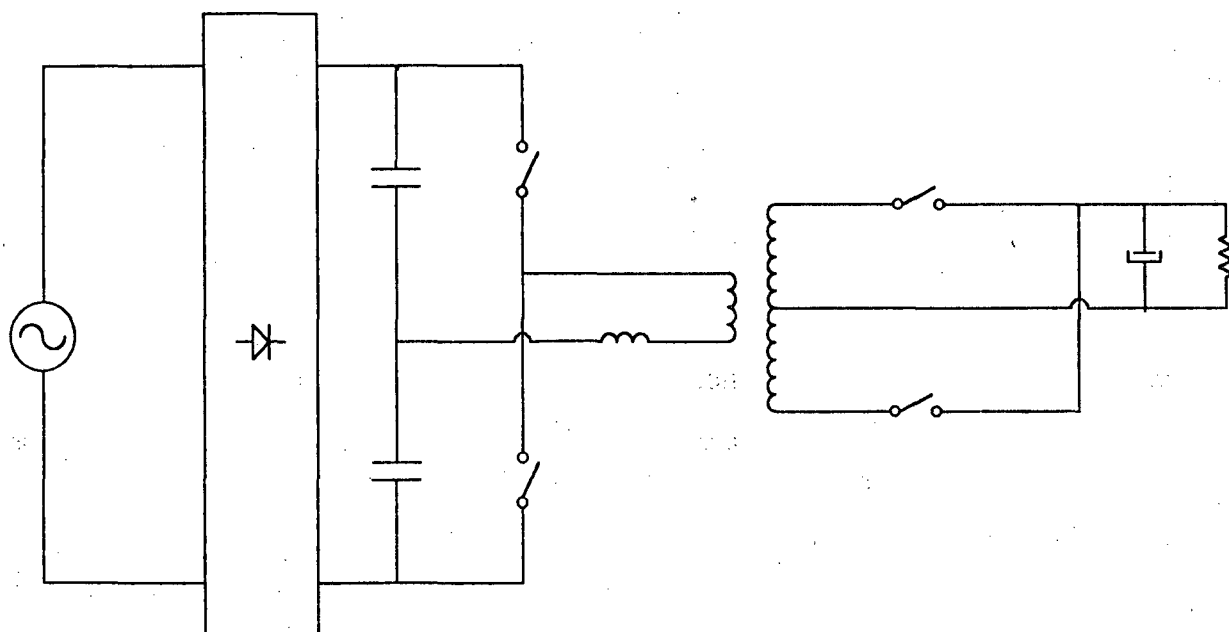


Fig. 5.9. Conversor CA-CC / ZVS-ZCS com retificador de entrada.

Com a finalidade de se eliminar alguns problemas devido às correntes reativas presentes no lado que opera com comutação sob tensão nula apresenta-se a estrutura da figura 5.10.

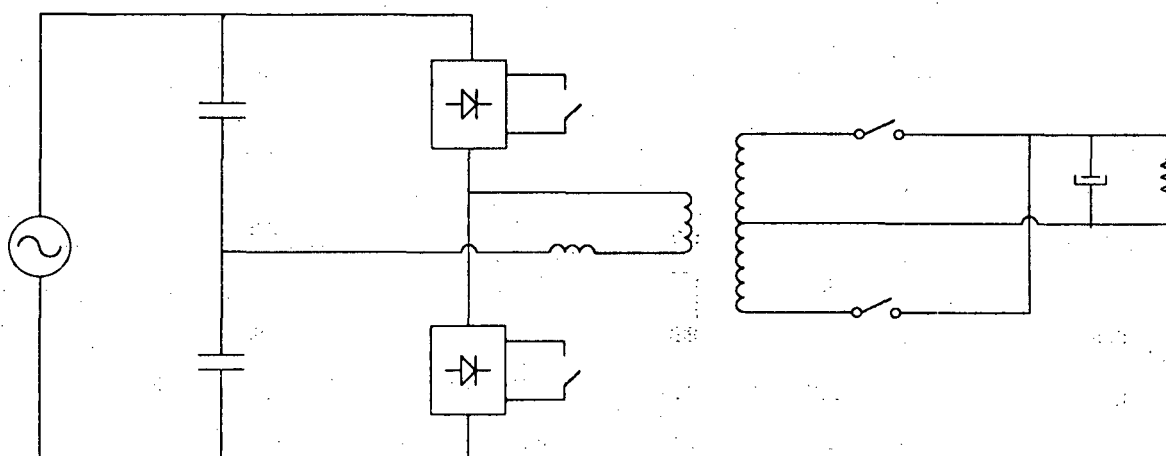


Fig. 5.10. Conversor CA-CC / ZVS-ZCS com chaves bidirecionais.

É de conhecimento que este conversor apresenta uma limitação quanto ao fluxo de energia transferido de um lado a outro. A fim de se transferir uma maior quantidade de energia e minimizar o peso e volume do transformador apresenta-se a estrutura da figura 5.11.

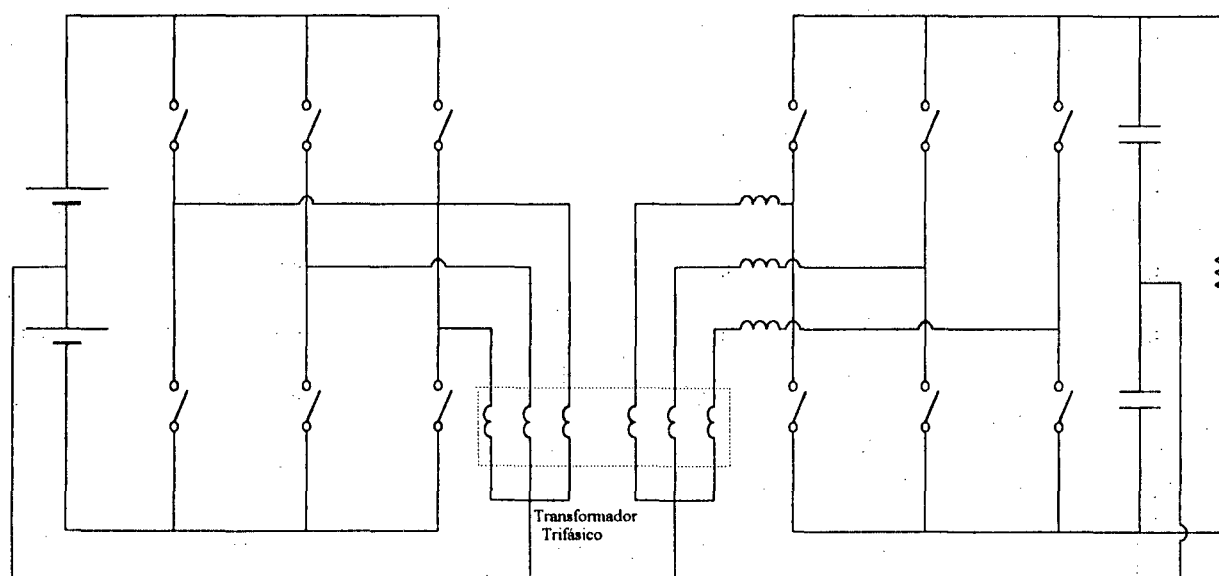


Fig. 5.11. Conversor com estágio de transferência trifásico.

O conversor é idêntico ao apresentado e estudado neste trabalho, mas a transferência de energia se faz através de um sistema trifásico que permite a redução do peso e volume do transformador e uma transferência maior de potência. Esta estrutura pode ser também multifase.

O conversor apresentado na figura 5.11. pode operar como conversor CC-CC, CC-CA ou, como em outras aplicações apresentadas, pode-se inserir alguns elementos e torná-lo um conversor CA-CC ou até CA-CA.

Uma outra aplicação ainda não apresentada mas mencionada acima é a de se obter um conversor CA-CA com a topologia aqui estudada. Tal aplicação é apresentada na figura 5.12. e as variações topológicas e topologias duais podem ser utilizadas para este fim.

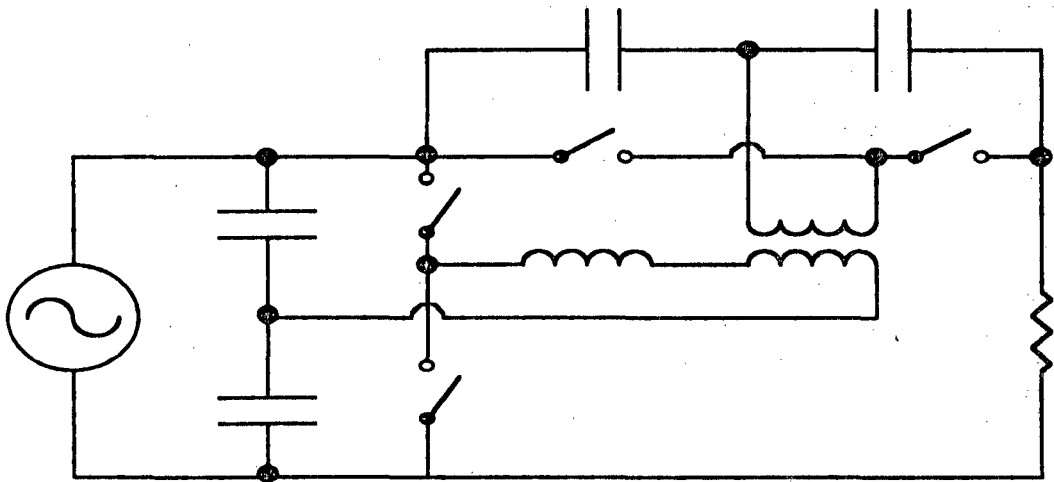


Fig. 5.12. Conversor CA-CA.

Um dos problemas encontrados em fontes chaveadas é a questão da regulação cruzada, ou seja, a dependência de uma saída em relação a outra. Na figura 5.13. é apresentada uma estrutura onde as saídas são reguladas independentemente.

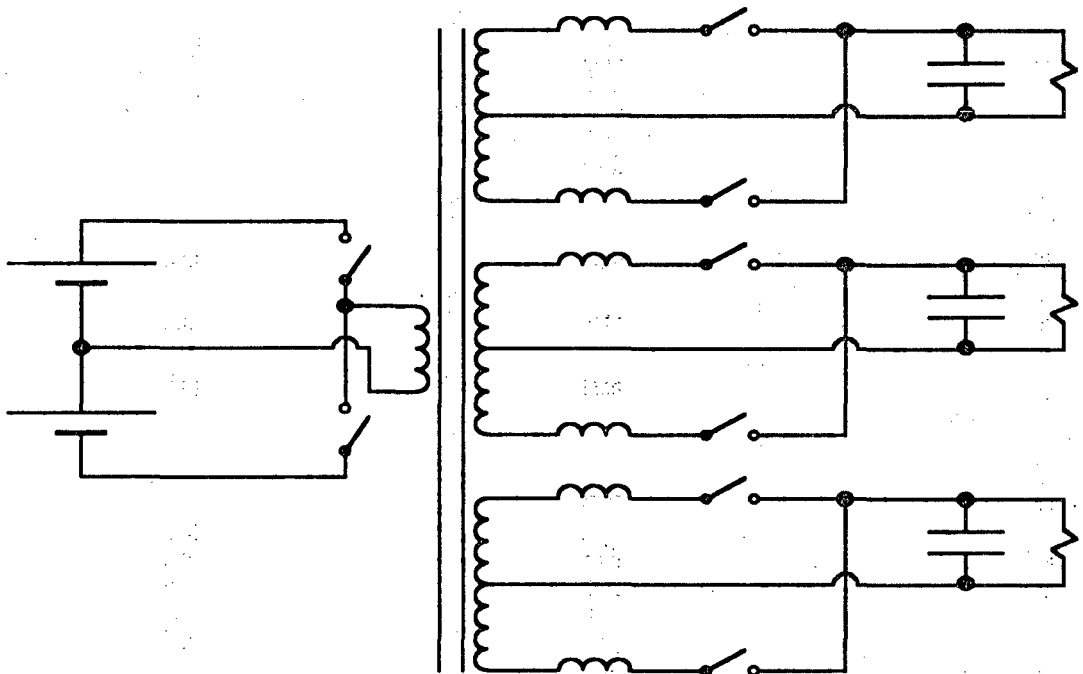


Fig. 5.13. Conversor com três saídas independentes.

Pode-se visualizar o conversor como tendo três saídas com pós-regulador mas topologicamente o conversor apresentado acima segue a filosofia e princípio de funcionamento do conversor básico estudado.

Tal estrutura é interessante pois a partir dela pode-se gerar três tensões alternadas com fases diferentes totalmente isoladas ou não e chega-se ao conversor CC-CA trifásico apresentado na figura 5.14.

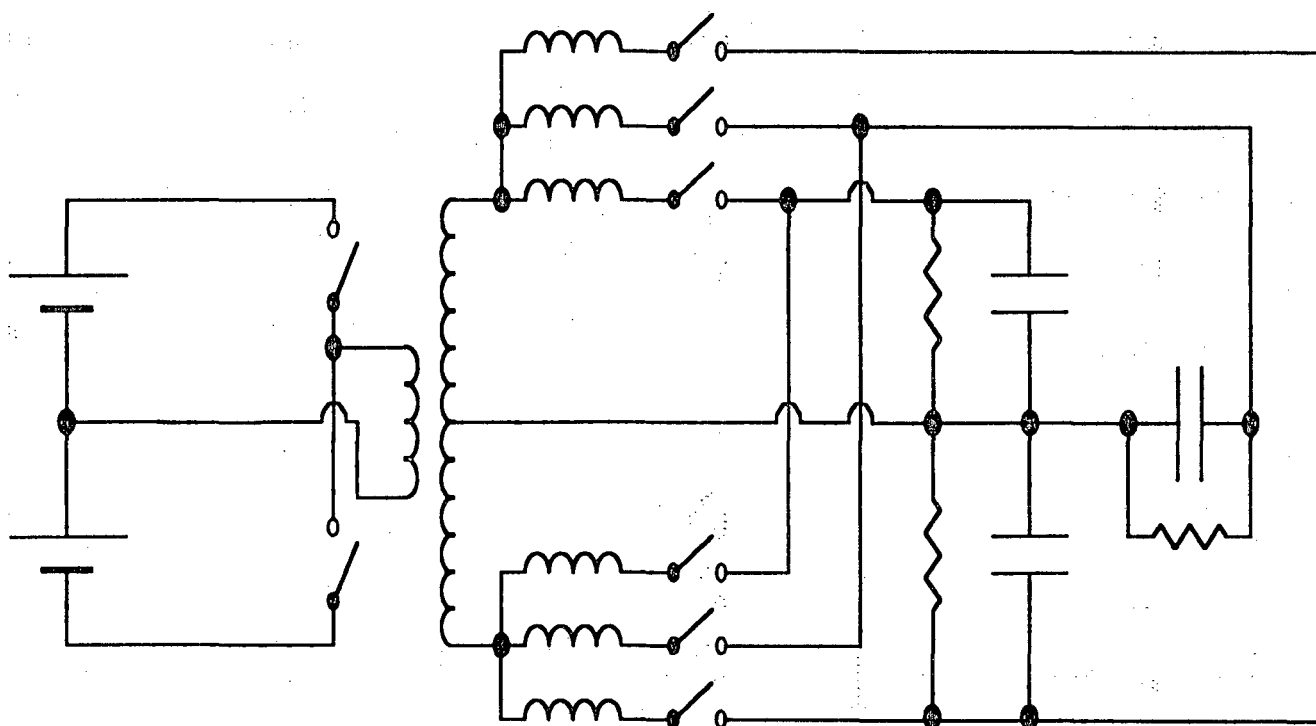


Fig. 5.14. Conversor CC-CA trifásico.

Deixando-se a imaginação livre pode-se obter vários conversores diferentes para diversas aplicações que são variações topológicas do conversor aqui apresentado e estudado. Uma destas aplicações e topologias é apresentada na figura 5.15.

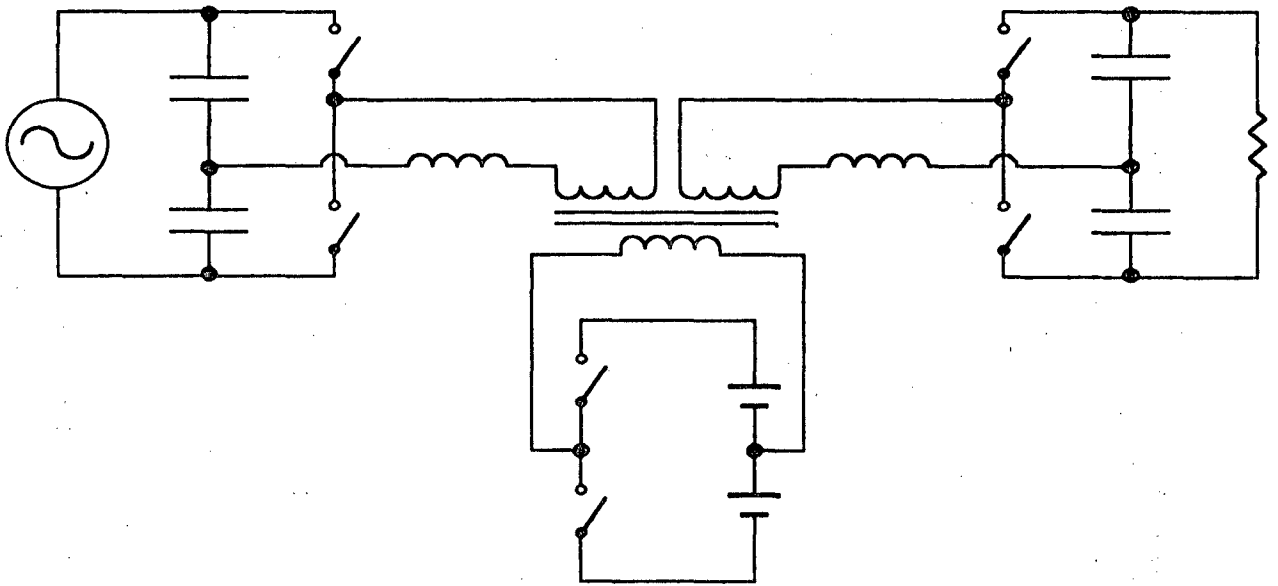


Fig. 5.15. Conversor CA-CC-CA com transformador de alta frequência.

Supondo-se que este conversor seja um UPS, as baterias podem ser carregadas a partir da rede, sendo que com um controle adequado o conversor de entrada pode apresentar um alto fator de potência, e a carga pode ser alimentada também a partir da rede ou das baterias. Um fator extremamente interessante é que todos os conversores e técnicas apresentadas podem ser utilizadas nesta estrutura e a rede, baterias e carga são completamente isoladas com um transformador de alta frequência.

5.4. CONCLUSÕES

Apresentou-se um estudo envolvendo diversas topologias que apresentam as mesmas características do conversor aqui estudado. A partir deste estudo é possível obter-se inúmeras variações topológicas.

Estendeu-se este estudo aos conversores que apresentam características duais ao estudado, apresentando algumas topologias obtidas aplicando-se os princípios da dualidade.

Mostrou-se algumas aplicações onde o conversor estudado pode ser aplicado e soluções para o problema de limitação de potência transferida.

Com o estudo realizado neste capítulo procura-se incentivar a pesquisa a respeito destes conversores, suas características, variações topológicas e aplicações, incrementando com isso o volume de informações disponíveis.

CONCLUSÃO GERAL

Um novo conversor CC-CA, que utiliza um transformador de alta frequência e apresenta comutação suave, foi apresentado e analisado. Seu princípio de operação, etapas de funcionamento e equações para dimensionamento foram apresentadas e comprovados por simulação e pelos resultados obtidos em laboratório.

Além do conversor foram propostos e estudados circuitos de comando e controle que propiciaram boas respostas aliados à simplicidade. Propôs-se um circuito de comando para tal conversor que faz com que uma chave comandada do tipo transistor bipolar ou similar opere como um tiristor e um circuito de controle que apresenta uma excelente resposta, sem a necessidade de observar a corrente em elemento algum.

Como características relevantes desse conversor cita-se: a possibilidade de operar-se com fluxo de potência bidirecional, a comutação suave em todas as chaves, a absorção dos elementos parasitas, sendo que estes fazem parte do processo de comutação, a utilização de um transformador de alta frequência para isolar-se os circuitos de entrada e saída e as características já citadas anteriormente de simplicidade e excelente resposta graças ao circuito de controle e comando propostos e implementados.

O trabalho aqui apresentado reúne uma grande quantidade de conceitos conhecidos em eletrônica que ainda não haviam sido explorados para este fim. Um conceito que revelou-se extremamente interessante é a utilização do sinal de erro para definir qual o grupo de chaves que deve ser comandado, eliminando a necessidade de se observar a corrente.

Com relação ao controle observou-se que a estratégia aqui proposta aplica-se não somente à conversores cujo comando necessita de uma informação de corrente, mas também a inúmeros conversores onde apenas o sinal de saída é importante e as chaves operam adequadamente independente da situação, pois, observando-se mais cuidadosamente, a

estratégia implementada é a de controle do valor médio instantâneo da tensão de saída, muito conhecida e explorada em conversores CC-CC, que foi aplicada a um conversor CC-CA.

O conversor CC-CA estudado apresentou um rendimento satisfatório e mostra-se bastante interessante em aplicações do tipo sistemas ininterruptos de energia de pequeno peso e volume.

Há que se realizar um estudo mais aprofundado com relação ao controle desta estrutura a fim de se obter uma melhor resposta na saída, pois a medida que a carga aumenta a distorção harmônica total também aumenta, tornando-se intolerável.

Apresentou-se uma série de conversores cujo o funcionamento são similares, colocando-os como integrantes de uma família de conversores com mesmo princípio de funcionamento e ainda sugeriu-se várias aplicações onde tais conversores podem ser utilizados, algumas delas inexploradas.

Com este trabalho procurou-se estudar e testar alguns princípios e conceitos aplicados a um conversor CC-CA, extrapolando-se o objetivo inicial do trabalho. Além do conversor estudado apresentou-se alguns conversores e aplicações que devem ser exploradas em trabalhos futuros.

APÊNDICE 1

GERAÇÃO DO PADRÃO SENOIDAL

A seguir é apresentado um programa para a geração de um arquivo de pontos a serem gravados numa memória do tipo EPROM, cuja informação é um padrão senoidal.

```

C GERACAO DE SENOIDE
  INTEGER A(5000)
    WRITE(*,40)
C   format(10X,'numero de pontos')
C   read(*,*)NPONT
    NPONT = 4096
40  FORMAT(10X,'QUAL O ANGULO INICIAL (0 - 360)')
    READ(*,*)ANGULO
    INICIO = ANGULO * 256.0/180.0
    DO 1 I=INICIO,INICIO+NPONT
      A(I-INICIO) =ABS ((128 * SIN (I*3.1415/2048))+128)
1   CONTINUE
    WRITE(*,20) (A(I),I=1,NPONT)
20  FORMAT (14I8)
    OPEN (14,FILE = 'TSEN',ACCESS ='SEQUENTIAL',STATUS='NEW',
*   FORM = 'FORMATTED')
    WRITE(14,'(512A1\\)' (A(I),I=1,NPONT)
    STOP
    END

```

REFERÊNCIAS BIBLIOGRÁFICAS

- [1] K. Harada, H. Sakamoto, and M. Shoyama, "Phase controlled DC-AC converter with high frequency switching", IEEE-PESC Conf. Rec., pp. 13-19, 1987.
- [2] P. K. Sood and T. A. Lipo, "Power conversion distribution system using a high-frequency AC link", IEEE-Transactions on Industry Applications, vol.24, NO.2, March/April, pp.288-299, 1988.
- [3] I. Yamato, N. Tokunaga, Y. Matsuda, H. Amano and Y. Suzuki, "New conversion system for UPS using high frequency link", IEEE-PESC Conf. Rec., pp.658-663, April 1988.
- [4] M. Brunello, J. P. Ferrieux and J. Pérard, "Use of resonant devices in ininterruptible power supplies", EPE Conf. Rec., pp.683-688, 1989.
- [5] H. Yonemori, Y. Nishida and M. Nakaoka, "Instantaneous voltage control-based sinusoidal CVCF inverter with high-frequency ac link and its UPS system application", EPE Conf. Rec., pp. 341-346, 1989.
- [6] R. W.A.A. De Doncker, D. M. Divan and M. H. Kheraluwala, "A three-phase soft-switched high-power-density dc/dc converter for high-power applications", IEEE-Transactions on Industry Applications, vol.27, NO.1, January/February, pp. 61-73, 1991.
- [7] A.J. Perin and I. Barbi, "A new isolated half-bridge soft-swithing pulse-width modulated DC-DC converter", IEEE-APEC Conf. Rec., pp. 66-72, 1992.
- [8] V.T. Ranganathan, P. Ziogas and V. R. Stefanovic, "A DC-AC power conversion technique using twin resonant high-frequency links", IEEE-Transaction on Industry Applications, vol.IA-19, NO.3, pp.393-400, May/June 1983.
- [9] W. C. P. Aragão F., "Estudo de um conversor série ressonante operando com frequência constante", Dissertação de mestrado, UFSC-SC/BRASIL, 1988.

[10] Y. Cheron, "La commutation douce dans la conversion statique de l'énergie électrique", Thèse de Docteur Ès-Sciences, L'Institut National Polytechnique de Toulouse, 1988.

[11] H. Foch, Y. Cheron, M. Metz and T. Meynard, "Commutation Mechanisms and Soft Commutation in Static Converters", Brazilian Power Electronics Conference, 1991, pp.338-346.

[12] S. Bacha, A. Hassam and M. Brunello, "General nonlinear control law for DC-DC symmetric converters", IEEE-PESC Conf. Rec., pp. 222-228, june-1993.

[13] H.H. Seong, D.J. Kim and G.H. Cho, "A new ZVS DC/DC converter with fully regulated dual outputs", IEEE-PESC Conf. Rec., pp. 351-356, june-1993.

[14] P. Bidam, M. Valentin and L. Martinez, "Modeling and current-mode control of a zero-current switching resonant converter used for AC sine voltage generation", IEEE-PESC Conf. Rec., pp. 636-640, june-1993.

[15] Barbi, I., "Apostila de fontes chaveadas", Publicação interna, LAMEP, UFSC, 1990.